

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年10月 3日
Date of Application:

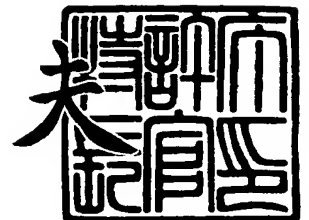
出願番号 特願2003-345408
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP 2003-345408]

出願人 松下電器産業株式会社
Applicant(s):

2004年 2月26日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康夫



出証番号 出証特2004-3013959

【書類名】 特許願
【整理番号】 2913050385
【提出日】 平成15年10月 3日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04B 3/54
【発明者】
 【住所又は居所】 福岡県福岡市博多区美野島4丁目1番62号 パナソニックコミュニケーションズ株式会社内
 【氏名】 古賀 久雄
【発明者】
 【住所又は居所】 福岡県福岡市博多区美野島4丁目1番62号 パナソニックコミュニケーションズ株式会社内
 【氏名】 △児▽玉 宣貴
【発明者】
 【住所又は居所】 福岡県福岡市博多区美野島4丁目1番62号 パナソニックコミュニケーションズ株式会社内
 【氏名】 小西 泰輔
【特許出願人】
 【識別番号】 000005821
 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100097445
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 岩橋 文雄
【選任した代理人】
 【識別番号】 100103355
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 坂口 智康
【選任した代理人】
 【識別番号】 100109667
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 内藤 浩樹
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2003- 41118
 【出願日】 平成15年 2月19日
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 011305
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9809938

【書類名】特許請求の範囲

【請求項 1】

検波部とキャリア検出器とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、前記検波部は、受信信号をウェーブレット変換して複素信号を出力する複素信号出力手段を有し、前記キャリア検出器は、前記検波部からの複素信号を 1 サンプリグ遅延する 1 サンプリグの遅延器と、前記検波部からの複素信号と 1 サンプリグ遅延した前記複素信号とからサブキャリアペアで構成される複素サブキャリア間の位相差を求める複素除算器と、前記複素除算器から出力され複素サブキャリア間の位相差を示す信号としての複素信号を使用して直交座標上で各象限における信号点数を求め、求めた前記信号点数の中から最大値を選択する位相差分布測定器と、選択した前記最大値としきい値とを比較することにより所望信号が受信されているかどうかを判定する比較判定器とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 2】

前記複素信号出力手段は、受信信号をウェーブレット変換する互いに直交する M 個の実係数ウェーブレットフィルタで構成されるウェーブレット変換器と、前記ウェーブレット変換器からの $2n-1$ 番目 (n は正の整数) の出力を複素情報の同相成分とし、 $2n$ 番目の出力を直交成分として (但し $1 \leq n \leq (M/2 - 1)$ 、サブキャリア番号を $0 \sim M-1$ とする) 複素信号を生成する複素信号生成器と、並列に出力される複素信号を直列に変換する並直列変換器とよりなることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 3】

前記位相差分布測定器は、複素信号を $\pi/4$ 位相推移させる位相推移器と、複素信号の符号を判定する符号判定器と、各象限に分布する信号点をカウントする複数のカウンターと、前記複数のカウンターの出力値の中から最大値を検出する最大値検出器とを有し、前記比較判定器は、検出した前記最大値としきい値とを比較してキャリア検出を判定することとを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 4】

前記位相差分布測定器は、複素信号の同相信号および直交信号の各符号を判定する符号判定器と、前記各符号判定器における各符号をカウントする複数のカウンターと、前記複数のカウンターの出力値の中から最大値を検出する最大値検出器とを有し、前記比較判定器は、検出した前記最大値としきい値とを比較してキャリア検出を判定することとを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 5】

検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、前記検波部は、受信信号をウェーブレット変換して複素信号を出力する複素信号出力手段を有し、前記キャリア検出器は、前記検波部からの複素信号を 1 サンプリグ遅延する 1 サンプリグの遅延器と、前記検波部からの複素信号と 1 サンプリグ遅延した前記複素信号とからサブキャリアペアで構成される複素サブキャリア間の位相差を求める複素除算器と、前記複素除算器から出力され複素サブキャリア間の位相差を示す信号としての複素信号を使用して直交座標上で各象限における信号点数を求め、前記信号点数の中から最大値を選択する位相差分布測定器と、選択した前記最大値としきい値とを比較することにより所望信号が受信されているかどうかを判定する比較判定器とを有し、前記シンボル同期回路は、前記複素除算器より出力される複素信号に対して累積加算を行って平均値を得る複素加算器と、前記複素加算器で得られた平均値を使用することにより同期ずれ値を演算する同期ずれ演算器と、演算した前記同期ずれ値より正しい同期タイミングを推定し検波部へ同期タイミングをフィードバックする同期タイミング推定器とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 6】

前記複素信号出力手段は、受信信号をウェーブレット変換する互いに直交する M 個の実係数ウェーブレットフィルタで構成されるウェーブレット変換器と、前記ウェーブレット変

換器からの $2n-1$ 番目 (n は正の整数) の出力を複素情報の同相成分とし、 $2n$ 番目の出力を直交成分として (但し $1 \leq n \leq (M/2-1)$ 、サブキャリア番号を $0 \sim M-1$ とする) 複素信号を生成する複素信号生成器と、並列に出力される複素信号を直列に変換する並直列変換器とよりなることを特徴とする請求項 5 に記載の受信装置。

【請求項 7】

検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、前記検波部は、受信信号をウェーブレット変換する互いに直交する M 個の実係数ウェーブレットフィルタで構成されるウェーブレット変換器と、前記ウェーブレット変換器からの $2n-1$ 番目 (n は正の整数) の出力を複素情報の同相成分とし、 $2n$ 番目の出力を直交成分として (但し $1 \leq n \leq (M/2-1)$ 、サブキャリア番号を $0 \sim M-1$ とする) 複素信号を生成する複素信号生成器と。並列に出力される複素信号を直列に変換する並直列変換器として複素信号を出力する複素信号出力手段を有し、前記キャリア検出器は、前記検波部からの複素信号を 1 サンプリグ遅延する 1 サンプリグの遅延器と、前記検波部からの複素信号と 1 サンプリグ遅延した前記複素信号とから複素サブキャリア間位相差を求める複素除算器と、前記複素除算器からの複素信号の同相信号および直交信号の各符号を判定する符号判定器と、前記各符号判定器より出力される各符号をカウントするカウンターと、前記各符号判定器より出力される各符号に対応した入力複素信号のインデックス n (但し、 $1 \leq n \leq (M/2-1)$ 、サブキャリア番号を $0 \sim M-1$ とする) を記憶するインデックスバッファと、前記カウンターの出力値の中から最大値を検出する最大値検出器と、検出した前記最大値と対応する前記インデックスを選択する選択器と、前記最大値としきい値とを比較してキャリア検出を判定する比較判定器とを有し、前記シンボル同期回路は、前記複素除算器より出力される複素信号に対して選択されたインデックスに対応する複素信号のみを選択する選択器と、選択された前記複素信号のみを使用して累積加算を行って平均値を得る複素加算器と、前記複素加算器で得られた平均値を使用することにより同期ずれ値を演算する同期ずれ演算器と、演算した前記同期ずれ値より正しい同期タイミングを推定し前記検波部へ同期タイミングをフィードバックする同期タイミング推定器とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 8】

受信信号をウェーブレット変換するウェーブレット変換器と受信信号からキャリアを検出するキャリア検出器とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、前記ウェーブレット変換器は、受信信号を順次に 1 サンプル遅延する $M-1$ 個 (M は複数) の 1 サンプル遅延器と、受信信号と順次に 1 サンプル遅延した $M-1$ 個の信号とを入力する M 個のダウンサンプラと、実係数を有するポリフェーズフィルタで構成されると共に前記 M 個のダウンサンプラの出力信号を入力するプロトタイプフィルタと、前記プロトタイプフィルタの出力信号を入力する高速 M 点の離散コサイン変換器とを有し、前記キャリア検出器は、受信信号を 1 シンボル分だけ遅延させる 1 シンボル遅延器と、受信信号と前記 1 シンボル遅延した信号とを乗算する乗算器と、受信信号と 1 シンボル前の信号との相関を取るために移動平均を行う 1 シンボル移動平均回路とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 9】

実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、自動で利得を制御できる AGC 回路と、前記 AGC 回路のゲインレベルをしきい値と比較して判定するレベル判定器と、アナログ信号をデジタル信号へ変換する A/D 変換器と、判定した前記ゲインレベルに基づいて前記 A/D 変換器から入力した受信信号が所望信号かどうかを判定するキャリア検出器と、前記キャリア検出器から出力される受信信号に対して同期処理を行うシンボル同期回路とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 10】

実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用

いた受信装置であって、受信信号のウェーブレット変換を行う検波部と、前記検波部から出力される信号を用いてキャリア検出時に利用するしきい値を伝送路に追従するように変更できるキャリア検出回路と、前記検波部からの出力を使用して同期タイミングを推定するシンボル同期回路とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 1 1】

実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、受信信号をウェーブレット変換を行う検波部と、前記検波部から出力される信号レベルによってサブキャリアを選択する選択器と、前記選択器で選択されたサブキャリアを使用してキャリア検出を行うキャリア検出回路と、前記選択器で選択されたサブキャリアを使用して同期タイミングを推定するシンボル同期回路とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 1 2】

実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、受信信号をウェーブレット変換を行う検波部と、フレーム間ギャップを使用して無信号区間での前記検波部から出力される信号レベルによってサブキャリアを選択する選択器と、前記選択器で選択されたサブキャリアを使用してキャリア検出を行うキャリア検出回路と、前記選択器で選択されたサブキャリアを使用して同期タイミングを推定するシンボル同期回路とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 1 3】

実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、受信信号をウェーブレット変換を行う検波部と、受信信号をフーリエ変換を行う検波部と、フレーム間ギャップを使用して無信号区間でフーリエ変換を行う前記検波部から出力される信号レベルによってサブキャリアを選択する選択器と、前記選択器で選択されたサブキャリアを使用してキャリア検出を行うキャリア検出回路と、前記選択器で選択されたサブキャリアを使用して同期タイミングを推定するシンボル同期回路とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 1 4】

実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、受信信号をウェーブレット変換を行う検波部と、受信信号をフーリエ変換を行う検波部と、フーリエ変換を行う前記検波部出力を使用してキャリア検出を行うキャリア検出回路と、ウェーブレット変換を行う前記検波部出力を使用して同期タイミングを推定するシンボル同期回路とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項 1 5】

ウェーブレット変換を行う前記検波部は、FFTをベースとして構成され、フーリエ変換を行う前記検波部はFFTで構成され、互いのFFTを共用化することで検波部の演算量を削減することを特徴とする請求項 1 3 あるいは 1 4 のいずれかに記載の受信装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】受信装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するディジタルマルチキャリア伝送方法 (Digital Wavelet Multi Carrier 伝送方法、以下、「DWMC 伝送方法」と記載する) を用いた受信装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

実係数ウェーブレットフィルタバンクを用いたディジタル変復調処理による伝送方法は、マルチキャリア変調方式の一種による伝送方法であり、実係数フィルタバンクにより複数のディジタル変調波を合成して送信信号を生成するものである (例えば、非特許文献 1 参照)。各キャリアの変調方式としては、PAM (Pulse Amplitude Modulation) が用いられる。

【0003】

DWMC 伝送方法によるデータ伝送について、図 22～図 25 を用いて説明する。図 22 はウェーブレット波形の例を示す波形図であり、図 23 は DWMC 伝送方法における送信波形の例を示す波形図、図 24 は DWMC 伝送方法における送信スペクトルの例を示すスペクトル図、図 25 は DWMC 伝送方法における送信フレームの構成例を示すフレーム図である。

【0004】

DWMC 伝送方法によるデータ伝送は、図 22 に示すように、各サブキャリアのインパルス応答が各サブキャリア内で重なり合いながら伝送される。各伝送シンボルは、図 23 に示すように各サブキャリアのインパルス応答が合成された時間波形となる。図 24 に振幅スペクトルの例を示す。

【0005】

DWMC 伝送方法では、図 23 の伝送シンボルを数十個～数百個程度集めて 1 つの伝送フレームを構成する。DWMC 伝送フレームの構成例を図 25 に示す。

【0006】

この DWMC 伝送フレームには、増幅器で歪まないようにする目的などで行われる Ramp 処理を施した Ramp シンボルを含んだプリアンブル信号や情報を伝送するデータ信号などが含まれる。

【0007】

マルチキャリアを使用した通信においては、通常、キャリア検出とシンボル同期は同じ回路で同時に行われることが多い。キャリア検出とシンボル同期を行うキャリア検出／シンボル同期回路の構成方法としては、主に 2 通りの方法が考えられる (例えば、非特許文献 2 参照)。第 1 の方法は専用の既知信号を設ける方法である。この場合、キャリア検出およびシンボル同期の精度は高いが、伝送効率が犠牲になるという問題がある。第 2 の方法は OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex、直交周波数分割多重) 信号そのものの特長であるガードインターバルを利用する方法である。ガードインターバルは OFDM の有効シンボルのうち後半部分を OFDM 前半に接続したものである。よって、OFDM シンボルの前半と後半には同じ信号が存在するため、時間軸上で相関を利用することによりキャリア検出と同時にシンボル同期を行うことができる。相関を利用した方式は、既知信号として連続するシンボルに対し同じ情報 (例えば ALL1) を割り当てて送信すれば第 1 の方法にも適用できる。

【0008】

図 20 は従来のキャリア検出／シンボル同期回路を示すブロック図であり、図 21 (a) は既知信号を使用した従来方法におけるフレームフォーマット例を示すフォーマット図、図 21 (b) はガードインターバルを使用した従来方法におけるシンボル構成例を示すフォーマット図である。

【0009】

図20において、301は遅延器、303は乗算器、305は移動平均回路である。

【0010】

このように構成されたキャリア検出／シンボル同期回路について、その動作を説明する。

【0011】

まず、遅延器301は1／搬送波間隔(f_0) (1シンボル周期)だけ信号を遅延させ、乗算器303は受信信号と遅延器301の出力信号とを乗算し、移動平均回路305において、第1の方法では1シンボル周期の間、第2の方法ではガードインターバル区間で平均化を行う。第1の方法として既知信号に同じ情報を送信する場合は前後のシンボル間で強い相関がある。また、第2の方法の場合、ガードインターバル部分はOFDMシンボルの後半部分と同じであるため、後半部分と強い相関がある。逆に後半部分以外との相関では、両者が白色雑音に近いということから相関の大きさは小さくなる。この特長を利用することによって、キャリア検出／シンボル同期を行うことができる。

【0012】

DWMC伝送方法に従来の技術を適用した場合、DWMCの時間軸における信号波形長(インパルス応答長)がシンボル周期よりも長いため、図22のように、各サブキャリア内でも各シンボルは重なり合いながら伝送される。このためガードインターバルは使用できないので、第2の方法は適用不可能である。また、第1の方法を適用した場合、キャリア検出／シンボル同期の専用回路が別に必要となる。さらに、使用帯域内に狭帯域妨害波などが存在した場合には狭帯域妨害波の相関性によりキャリア検出およびシンボル同期の精度が劣化するという問題点があった。

【非特許文献1】 貴家仁志著、「マルチレート信号処理」株式会社昭晃堂、1995年

【非特許文献2】 伊丹誠著「～デジタル放送／移動通信のための～OFDM変調技術」トリケプス、2000年

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

このように従来のDWMC伝送方法を用いた受信装置では、信号波形長がシンボル周期よりも長いためガードインターバルが使えず、また、時間軸上での相関処理ではキャリア検出／シンボル同期用に別回路が必要となり、さらに狭帯域妨害波などが存在する環境下では妨害波の相関性により特性が劣化することにより、時間軸上での相関処理によるキャリア検出／シンボル同期を適用することが困難であるという問題点を有していた。

【0014】

この受信装置では、DWMC伝送方法に周波数領域でのキャリア検出およびシンボル同期を適用することができ、また簡素な回路構成で狭帯域干渉波の影響を軽減することができることが要求されている。

【0015】

本発明は、この要求を満たすため、DWMC伝送方法に周波数領域でのキャリア検出およびシンボル同期を適用することができ、また簡素な回路構成で狭帯域干渉波の影響を軽減することができる受信装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0016】

この課題を解決するために本発明の受信装置は、検波部とキャリア検出器とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、前記検波部は、受信信号をウェーブレット変換して複素信号を出力する複素信号出力手段を有し、前記キャリア検出器は、前記検波部からの複素信号を1サンプリング遅延する1サンプリングの遅延器と、前記検波部からの複素信号と1サンプリング遅延した前記複素信号とからサブキャリアペアで構成される複素サブキャリア間の位

相差を求める複素除算器と、前記複素除算器から出力され複素サブキャリア間の位相差を示す信号としての複素信号を使用して直交座標上で各象限における信号点数を求め、求めた前記信号点数の中から最大値を選択する位相差分布測定器と、選択した前記最大値としきい値とを比較することにより所望信号が受信されているかどうかを判定する比較判定器とを有する構成を備えている。

【発明の効果】

【0017】

これにより、正弦波で構成される受信信号に対してという限定はあるが、少ない演算量で複素情報を得ることができ、キャリア間位相差の分布を用いて所望信号の有無を検出する周波数領域でのキャリア検出を行うことができるので、周波数領域でのキャリア検出を適用することができ、DWMC 伝送方法を適用できると共に簡素な回路構成で狭帯域干渉波の影響を軽減することができるという有利な効果が得られる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

本発明の第1の発明は、検波部とキャリア検出器とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、前記検波部は、受信信号をウェーブレット変換して複素信号を出力する複素信号出力手段を有し、前記キャリア検出器は、前記検波部からの複素信号を1サンプリング遅延する1サンプリングの遅延器と、前記検波部からの複素信号と1サンプリング遅延した前記複素信号とからサブキャリアペアで構成される複素サブキャリア間の位相差を求める複素除算器と、前記複素除算器から出力され複素サブキャリア間の位相差を示す信号としての複素信号を使用して直交座標上で各象限における信号点数を求め、求めた前記信号点数の中から最大値を選択する位相差分布測定器と、選択した前記最大値としきい値とを比較することにより所望信号が受信されているかどうかを判定する比較判定器とを有するものであり、この構成により、正弦波で構成される受信信号に対してという限定はあるが、少ない演算量で複素情報を得ることができ、キャリア間位相差の分布を用いて所望信号の有無を検出する周波数領域でのキャリア検出を行うことができるので、周波数領域でのキャリア検出を適用することができ、DWMC 伝送方法を適用できると共に簡素な回路構成で狭帯域干渉波の影響を軽減することができるという作用を有する。

【0019】

本発明の第2の発明の受信装置は、請求項1に記載の受信装置において、位相差分布測定器は、複素信号を $\pi/4$ 位相推移させる位相推移器と、複素信号の符号を判定する符号判定器と、各象限に分布する信号点をカウントする複数のカウンタと、複数のカウンタの出力値の中から最大値を検出する最大値検出器とを有し、比較判定器は、検出した最大値としきい値とを比較してキャリア検出を判定することとしたものである。

【0020】

この構成により、象限の境界に位相差が分布した場合でもキャリアを検出することができ、また、4象限のうちの1つの象限にしきい値以上の位相差の分布が集中した場合にキャリアを検出することができるという作用を有する。

【0021】

本発明の第3の発明の受信装置は、請求項1に記載の受信装置において、位相差分布測定器は、複素信号の同相信号および直交信号の各符号を判定する符号判定器と、各符号判定器における各符号をカウントする複数のカウンタと、複数のカウンタの出力値の中から最大値を検出する最大値検出器とを有し、比較判定器は、検出した最大値としきい値とを比較してキャリア検出を判定することとしたものである。

【0022】

この構成により、象限の境界に位相差が分布した場合でもキャリアを検出することができ、また、2象限のうちの1つの象限にしきい値以上の位相差の分布が集中した場合でもキャリアを検出することができ、さらに、また請求項2に記載の受信装置よりも象限数は半分となるが回路を簡素化することができるという作用を有する。

【0023】

本発明の第4の発明の受信装置は、検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、検波部は、受信信号をウェーブレット変換して複素信号を出力する複素信号出力手段を有し、キャリア検出器は、検波部からの複素信号を1サンプリング遅延する1サンプリングの遅延器と、検波部からの複素信号と1サンプリング遅延した複素信号とからサブキャリアペアで構成される複素サブキャリア間の位相差を求める複素除算器と、複素除算器から出力され複素サブキャリア間の位相差を示す信号としての複素信号を使用して直交座標上で各象限における信号点数を求め、信号点数の中から最大値を選択する位相差分布測定器と、選択した前記最大値としきい値とを比較することにより所望信号が受信されているかどうかを判定する比較判定器とを有し、シンボル同期回路は、複素除算器より出力される複素信号に対して累積加算を行って平均値を得る複素加算器と、複素加算器で得られた平均値を使用することにより同期ずれ値を演算する同期ずれ演算器と、演算した同期ずれ値より正しい同期タイミングを推定し検波部へ同期タイミングをフィードバックする同期タイミング推定器とを有することとした。

【0024】

この構成により、例えば4シンボル長のウェーブレットを用いた場合には、キャリア検出処理からシンボル同期処理に移行するまでの時間について少なくとも3シンボル分の時間を短縮することができるという作用を有する。

【0025】

本発明の第5の発明の受信装置は、検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、検波部は、受信信号をウェーブレット変換する互いに直交するM個の実係数ウェーブレットフィルタで構成されるウェーブレット変換器と、ウェーブレット変換器からの $2n-1$ 番目（ n は正の整数）の出力を複素情報の同相成分とし、 $2n$ 番目の出力を直交成分として（但し $1 \leq n \leq (M/2 - 1)$ 、サブキャリア番号を $0 \sim M-1$ とする）複素信号を生成する複素信号生成器と。並列に出力される複素信号を直列に変換する並直列変換器として複素信号を出力する複素信号出力手段を有し、キャリア検出器は、検波部からの複素信号を1サンプリング遅延する1サンプリングの遅延器と、検波部からの複素信号と1サンプリング遅延した複素信号とから複素サブキャリア間位相差を求める複素除算器と、複素除算器からの複素信号の同相信号および直交信号の各符号を判定する符号判定器と、各符号判定器より出力される各符号をカウントするカウンターと、各符号判定器より出力される各符号に対応した入力複素信号のインデックス n （但し、 $1 \leq n \leq (M/2 - 1)$ 、サブキャリア番号を $0 \sim M-1$ とする）を記憶するインデックスバッファと、カウンターの出力値の中から最大値を検出する最大値検出器と、検出した最大値と対応するインデックスを選択する選択器と、最大値としきい値とを比較してキャリア検出を判定する比較判定器とを有し、シンボル同期回路は、複素除算器より出力される複素信号に対して選択されたインデックスに対応する複素信号のみを選択する選択器と、選択された複素信号のみを使用して累積加算を行って平均値を得る複素加算器と、複素加算器で得られた平均値を使用することにより同期ずれ値を演算する同期ずれ演算器と、演算した同期ずれ値より正しい同期タイミングを推定し検波部へ同期タイミングをフィードバックする同期タイミング推定器とを有することとしたものである。

【0026】

この構成により、正しそうな複素信号のみを使用して同期タイミングを推定することができるので、同期タイミングの推定精度を向上させることができるという作用を有する。

【0027】

本発明の第6の発明の受信装置は、受信信号をウェーブレット変換するウェーブレット変換器と受信信号からキャリアを検出するキャリア検出器とを有し、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、ウェーブレット変換器は、受信信号を順次に1サンプル遅延する $M-1$ 個（ M は複数

) の 1 サンプル遅延器と、受信信号と順次に 1 サンプル遅延した $M-1$ 個の信号とを入力する M 個のダウンサンプラと、実係数を有するポリフェーズフィルタで構成されると共に M 個のダウンサンプラの出力信号を入力するプロトタイプフィルタと、プロトタイプフィルタの出力信号を入力する高速 M 点の離散コサイン変換器とを有し、キャリア検出器は、受信信号を 1 シンボル分だけ遅延させる 1 シンボル遅延器と、受信信号と 1 シンボル遅延した信号とを乗算する乗算器と、受信信号と 1 シンボル前の信号との相関を取るために移動平均を行う 1 シンボル移動平均回路とを有することとしたものである。

【0028】

この構成より、ウェーブレット変換器内のプロトタイプフィルタ部分の処理までを随時シンボル単位で行っておき、時間軸上での相関を利用したキャリア検出器でキャリアが検出された場合、周波数変換処理を行う DCT 部分の処理を開始することができるので、次処理に遅延なく移行することができ、また消費電力を抑えることができるという作用を有する。

【0029】

本発明の第 7 の発明の受信装置は、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、自動で利得を制御できる AGC 回路と、AGC 回路のゲインレベルをしきい値と比較して判定するレベル判定器と、アナログ信号をデジタル信号へ変換する A/D 変換器と、判定したゲインレベルに基づいて A/D 変換器から入力した受信信号が所望信号かどうかを判定するキャリア検出器と、キャリア検出器から出力される受信信号に対して同期処理を行うシンボル同期回路とを有することとしたものである。

【0030】

この構成により、所望信号が受信された場合の AGC のゲインレベルは雑音しかない場合よりも下がるので、このゲインレベルとしきい値とを比較して後回路のキャリア検出器とシンボル同期回路を ON/OFF することにより消費電力を低減することができるという作用を有する。

【0031】

本発明の第 8 の発明の受信装置は、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、受信信号のウェーブレット変換を行う検波部と、検波部から出力される信号から信号レベルによってサブキャリアを選択する選択器と、選択器で選択されたサブキャリアを使用してキャリア検出を行うキャリア検出回路と、選択器で選択されたサブキャリアを使用して同期タイミングを推定するシンボル同期回路とを有するものである。

【0032】

この構成により、伝送路状況に合わせた新たなしきい値を作成することにより、キャリア検出精度を向上させることができる。

【0033】

本発明の第 9 の発明の受信装置は、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、受信信号をウェーブレット変換を行う検波部と、検波部から出力される信号から信号レベルによってサブキャリアを選択する選択器と、選択器で選択されたサブキャリアを使用してキャリア検出を行うキャリア検出回路と、選択器で選択されたサブキャリアを使用して同期タイミングを推定するシンボル同期回路とを有するものである。

【0034】

この構成により、キャリア検出やシンボル同期回路の精度を高めることが可能となる。

【0035】

本発明の第 10 の発明の受信装置は、実係数ウェーブレットフィルタバンクを使用するデジタルマルチキャリア伝送方法を用いた受信装置であって、受信信号をウェーブレット変換を行う検波部と、受信信号をフーリエ変換を行う検波部と、フーリエ変換を行う前記検波部出力を使用してキャリア検出を行うキャリア検出回路と、ウェーブレット変換を

行う前記検波部出力を使用して同期タイミングを推定するシンボル同期回路とを有するものである。

【0036】

この構成により、検波出力には非線形処理された信号を用いた変換結果が存在しないため、キャリア検出の性能を向上させることができる。

【0037】

以下、本発明の実施の形態について、図1～図25を用いて詳細に説明する。また、以下の実施の形態においては、特に断らない限り、ウェーブレット変換はコサイン変調フィルタバンクによって行われるものとする。

【0038】

(実施の形態1)

図1は、本発明の実施の形態1による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器とを示すブロック図である。

【0039】

図1において、15はキャリア検出器、17は検波部である。検波部17において、1は互いに直交するM個の実係数ウェーブレットフィルタで構成されるウェーブレット変換器、3はウェーブレット変換器1からの $2n-1$ 番目の出力を複素情報の同相成分(Iチャンネル)、 $2n$ 番目の出力を直交成分(Qチャンネル)として(但し、 $1 \leq n < M/2$ とする)複素信号を生成する複素信号生成器、5は並列に入力される複素データを直列に変換する並直列変換器(P/S変換器)である。キャリア検出器15において、7は1サンプリング時間遅延させる遅延器、9は複素除算器、11は複素除算器9から出力される複素信号(複素サブキャリア間の位相差)を使用して直交座標上で各象限における信号点数を求め、その中から最大値を選択する位相差分布演算器、13は位相差分布演算器11から出力される最大値としきい値とを比較して所望信号の有無を判定する比較判定器である。

【0040】

このように構成された検波部17とキャリア検出器15について、その動作を図2と図3を用いて説明する。図2はサブキャリアと正弦波周波数との関係を示すグラフであり、図3(a)は所望信号が存在しない(雑音のみ存在する)場合の直交座標における受信信号の分布図、図3(b)は所望信号が存在する場合の直交座標における受信信号の分布図である。ここで、送信側は既知信号としてすべて同じ情報(例えばALL1(オール1))を送っていると仮定する。なお、説明を簡単にするため、サブキャリア本数を8として説明する。また、本実施の形態において、受信部の入力として図2に示す太実線部分(f_1 、 f_2 、 f_3)を周波数とする正弦波の合成波が入力されるものとし、それぞれの位相を ϕ_1 、 ϕ_2 、 ϕ_3 とする。このとき、各正弦波の位相 ϕ_n ($n=1, 2, 3$)は $-\pi \sim \pi$ の範囲で任意である。

【0041】

まず、検波部17は、受信信号をウェーブレット変換器1によってウェーブレット変換する。このとき、 $2n-1$ 番目と $2n$ 番目のサブキャリア出力(但し、 $1 \leq n \leq (M/2 - 1)$ 、サブキャリア番号は $0 \sim M-1$ とする)は、それぞれ図2中の各 f_n を周波数とする正弦波に対する $\cos(\phi_n)$ 、 $\sin(\phi_n)$ となる。そして、複素信号生成器3は、 $\cos(\phi_n)$ を実部データ、 $\sin(\phi_n)$ を虚部データとして複素信号を生成する。最後に並直列変換器5によってシリアル複素信号を得る。

【0042】

次に、1サンプリング分遅延した複素信号を用いて複素除算器9で複素除算を行うことにより複素サブキャリア間の位相差を求める。位相差分布演算器11では直交座標上の各象限における位相差の分布を演算する。図3(a)は所望信号が存在しない場合の例であり、図3(b)は所望信号が存在する場合の例を示す。AWGN(Additive White Gaussian Noise)環境を仮定すると、所望信号が存在しない場合は雑音のみとなるので、複素サブキャリア間の位相差は図3(a)に示すように各象限にランダムに分布することになるが、所望信号が存在する場合は複素サブキャリア間の位

相差は同じような値をとる可能性が高い（特に雑音レベルが小さい場合）。このため、各象限の信号点数の中から最大値を求め、比較判定器 13 でその最大値としきい値を比較して所望信号の有無を判定することができる。

【0043】

ところで、本実施の形態では、合計 $(M/2 - 1)$ 個の複素信号生成器 3 を使用したが、ウェーブレット変換器 1 からの出力を並直列変換し、そのシリアルデータのうち $2n - 1$ 番目と $2n$ 番目が複素信号生成器 3 へ入力されるように、タイミング制御を行うことにより、1 個の複素信号生成器 3 でも実現可能である。

【0044】

このような構成にすることにより、正弦波で構成される受信信号に対してという限定はあるが、少ない演算量で複素情報を得ることができ、キャリア間位相差の分布を用いて所望信号の有無を検出する周波数領域でのキャリア検出を行うことが可能となる。なお、説明したキャリア検出器は複素信号が扱える FFT ベースのマルチキャリア受信装置でも使用可能である。

【0045】

（実施の形態 2）

図 4 は、本発明の実施の形態 2 による受信装置を構成するキャリア検出器の位相差分布演算器を示すブロック図である。なお、本実施の形態 2 による受信装置の構成は実施の形態 1 と同様、図 1 の構成である。

【0046】

図 4 において、39 はキャリア検出器 15 における位相差分布演算器（図 1 においては位相差分布演算器 11）、31 は複素信号（複素サブキャリア間位相差）を $\pi/4$ だけ位相推移する位相推移器、33 は複素信号と $\pi/4$ だけ位相推移した複素信号との各々の符号を判定する符号判定器、35 は各象限の信号点数をカウントするカウンタ、37 は各象限の中で最も多かった信号点数を検出する最大値検出器である。

【0047】

このように構成された位相差分布演算器 39 について、その動作を図 5 を用いて説明する。送信側は既知信号としてすべて同じ情報（例えば ALL1）を送っていると仮定する。図 5（a）は位相差分布演算器 39 に入力された複素信号を示す分布図であり、図 5（b）は図 5（a）を $\pi/4$ だけ位相を推移させた時の信号点を示す分布図である。まず、図 5（a）において各象限における複素信号点をカウントし、次に、図 5（b）において再度同様にカウントする。これにより、I、Q 軸の境界に複素信号点が集中した場合でも正確に最大値検出が可能である。なお、図 4 では符号判定器毎に 4 つのカウンタを使用しているが、3 つでも可能である。

【0048】

このような構成にすることにより、1 つの象限にしきい値以上の複素信号が集中した場合に所望信号の検出を行うことができる。

【0049】

（実施の形態 3）

図 6 は、本発明の実施の形態 3 による受信装置を構成するキャリア検出器の位相差分布演算器を示すブロック図である。なお、本実施の形態による受信装置の構成は実施の形態 1 と同様、図 1 に示す構成である。

【0050】

図 6 において、53 はキャリア検出器 15 における位相差分布演算器（図 1 の位相差分布演算器 11）、51 は複素信号（複素サブキャリア間位相差）の同相信号および直交信号の各々の符号を判定する符号判定器、35 は符号判定器 51 から出力される各符号をカウントするカウンタ、37 はカウンタ 35 の中で最も多かった数を検出する最大値検出器である。

【0051】

このように構成された位相差分布演算器 53 について、その動作を図 7 を用いて説明す

る。送信側は既知信号としてすべて同じ情報（例えばALL1）を送っていると仮定する。図7（a）は符号判定器51で同相信号の符号を判定している分布図（+側に3つ）であり、図7（b）は直交信号の符号を判定している分布図（+側に1つ、-側に2つ）である。まず、図7（a）において同相信号の各符号をカウントし、次に、図7（b）において再度同様にカウントする。これにより、I、Q軸の境界に複素信号点が集中した場合でも正確に最大値検出が可能である。なお、図6では符号判定器毎にカウンターを2つ使用しているが、1つでも可能である。

【0052】

このような構成にすることにより、1つの象限にしきい値以上の複素信号が集中した場合に所望信号の検出を行うことができる。また実施の形態2と比較して各象限の大きさが2倍となるが、回路構成が簡素化される。

【0053】

（実施の形態4）

図8は、本発明の実施の形態4による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを示すブロック図である。

【0054】

図8において、17は検波部、77はシンボル同期回路、81はキャリア検出器である。検波部17において、1は互いに直交するM個の実係数ウェーブレットフィルタで構成されるウェーブレット変換器、3はウェーブレット変換器1からの $2n-1$ 番目の出力を複素情報の同相成分（Iチャンネル）、 $2n$ 番目の出力を直交成分（Qチャンネル）として（但し、 $1 \leq n < M/2$ とする）複素データを生成する複素信号生成器、5は並列に出力される複素データを直列に変換する並直列変換器（P/S変換器）である。キャリア検出器81において、7は1サンプリング時間遅延させる遅延器、9は複素除算器、79は複素除算器9から出力される複素信号（複素サブキャリア間の位相差）を使用して直交座標上で各象限における信号点数を求め、その中から最大値を選択する位相差分布演算器、13は位相差分布演算器79から出力される最大値としきい値とを比較して所望信号の有無を判定する比較判定器である。シンボル同期回路77において、71は入力される複素信号を累積加算する複素加算器、73は同期ずれ演算器、75は同期タイミング推定器である。図8に示すように、1サンプリングの遅延器7および複素除算器9は、キャリア検出器81とシンボル同期回路77とで共有されている。

【0055】

このように構成された受信装置について、その動作を説明する。送信側は既知信号としてすべて同じ情報（例えばALL1）を送っていると仮定する。

【0056】

まず、検波部17およびキャリア検出器81の動作については実施の形態1と同じである。次に、シンボル同期回路77では、キャリア検出器81より複素除算後の複素信号（複素サブキャリア間位相差）を受け取る。このとき、検波部17でのシンボル同期タイミングが正確に合っていれば、検波部17からの出力は全て等しい値となるが、シンボル同期タイミングが合っていないければ、そのずれの度合い τ とサブキャリア周波数 f_c によって $2\pi f_c \cdot \tau$ の位相回転を受けた値となっている。次に、1サンプリングの遅延器7と複素除算器9により、隣り合う複素サブキャリア間の複素除算を行い、複素サブキャリア間位相差を求める。隣り合う複素サブキャリア間の周波数間隔 f_i は全て同じであるから、全ての複素サブキャリア間位相差（複素値）は等しい値 $2\pi f_i \cdot \tau$ となる（実際には、伝送路の影響などを受け、 $2\pi f_i \cdot \tau$ よりもばらついた値となる）。この複素サブキャリア間位相差を複素加算器71によって累積加算することにより平均値 θ_m を求め、同期ずれ演算器73においてサブキャリア間間隔 f_i と平複素サブキャリア間位相差 θ_m とから同期ずれ値 τ を求める。その結果を同期タイミング推定器75に与えることにより、検波部17に対し同期タイミングをフィードバックする。

【0057】

このような構成にすることにより、1サンプリングの遅延器7および複素除算器9をキ

キャリア検出器 81 およびシンボル同期回路 77 で共有するため回路を簡素化でき、また、キャリア検出からシンボル同期までの移行期間を削減することができる（例えば、4 シンボル長のウェーブレットを使用して DWMC 通信を行う場合、キャリア検出処理からシンボル同期処理に移行する時間を少なくとも 3 シンボル分の時間だけ短縮することが可能である）。なお、上記で説明したキャリア検出器 81 およびシンボル同期回路 77 は、複素信号が扱える FFT ベースのマルチキャリア受信装置でも使用可能である。

【0058】

（実施の形態 5）

図 9 は、本発明の実施の形態 5 による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを示すブロック図である。

【0059】

図 9 において、17 は検波部、97 はシンボル同期回路、99 はキャリア検出器である。検波部 17 において、1 は互いに直交する M 個の実係数ウェーブレットフィルタで構成されるウェーブレット変換器、3 はウェーブレット変換器 1 からの $2n-1$ 番目の出力を複素情報の同相成分（I チャンネル）、 $2n$ 番目の出力を直交成分（Q チャンネル）として（但し、 $1 \leq n < M/2$ とする）複素信号を生成する複素信号生成器、5 は並列に出力される複素信号を直列に変換する並直列変換器（P/S 変換器）である。キャリア検出器 99 において、7 は 1 サンプリング時間遅延させる遅延器、9 は複素除算器、51 は複素信号（複素サブキャリア間位相差）の同相信号および直交信号の各々の符号を判定する符号判定器、35 は符号判定器 51 から出力される各符号をカウントするカウンター、91 はカウンター 35 でカウントされる複素信号のインデックス n （但し、 $1 \leq n \leq (M/2 - 1)$ ）、サブキャリア番号を $0 \sim M-1$ とする）を記憶するインデックスバッファ、37 はカウンターの中で最も多かった数を検出する最大値検出器、93 は最大値となったカウンターのインデックスを選択する選択器である。シンボル同期回路 97 において、95 は複素除算器 9 より出力される複素信号に対して、キャリア検出器 99 内において選択されたインデックスに対応するデータのみを選択する選択器、71 は入力される複素信号を累積加算する複素加算器、73 は同期ずれ演算器、75 は同期タイミング推定器である。図 9 に示すように、1 サンプリングの遅延器 7 および複素除算器 9 は、キャリア検出器 99 とシンボル同期回路 97 とで共有されている。

【0060】

このように構成された受信装置について、その動作を説明する。送信側は既知信号としてすべて同じ情報（例えば ALL1）を送っていると仮定する。

【0061】

まず、検波部 17 の動作については実施の形態 1 と同じである。また、キャリア検出器 99 およびシンボル同期回路 97 は実施の形態 3 および 4 と類似した動作である。違う点は、キャリア検出器 99 において、各符号判定器 51 より出力される各符号に対応した入力複素信号のインデックス n （但し、 $1 \leq n \leq (M/2 - 1)$ ）、サブキャリア番号を $0 \sim M-1$ とする）を記憶するインデックスバッファ 91 と、最大値となったカウンターのインデックスを選択する選択器 93 とが追加され、シンボル同期回路 97 において、複素除算器 9 より出力される複素信号に対して選択されたインデックスに対応するデータのみを選択する選択器 95 が追加されたことである。なお、キャリア検出器 99 では実施の形態 3 に示した位相差分布演算器を基に記載しているが、実施の形態 2 に示した位相差分布演算器を基にしても同様な構成が可能である。

【0062】

このような構成にすることにより、位相差分布において最も集中した象限にある複素サブキャリア間位相差（正しそうな複素サブキャリア間位相差）のみを使用して同期タイミングを推定することにより、実施の形態 4 よりも同期タイミングの推定精度を向上させることができる。なお、上記で説明したキャリア検出器 99 およびシンボル同期回路 97 は、複素信号が扱える FFT ベースのマルチキャリア受信装置でも使用可能である。

【0063】

(実施の形態6)

図10は本発明の実施の形態6による受信装置を構成する検波部のウェーブレット変換器とキャリア検出器を示すブロック図であり、図11は図10におけるポリフェーズ構成のプロトタイプフィルタを示すブロック図である。なお、本実施の形態による受信装置の検波部の構成は図8、図9と同様の構成である。

【0064】

図10において、1は検波部のウェーブレット変換器、307はキャリア検出器である。ウェーブレット変換器1において、111は受信信号を1サンプリング時間だけ遅延させる遅延器、113は受信信号のサンプリングレートをM分の1にするダウンサンプラ、115はプロトタイプフィルタ、117は高速の離散コサイン変換(TYPE4)器である。キャリア検出器307において、301は受信信号を1シンボル分だけ遅延させる1シンボル遅延器、303は受信信号と1シンボル遅延した信号とを乗算する乗算器、305は受信信号と1シンボル前の信号と相関を取るために移動平均を行う1シンボル移動平均回路である。また、図11において、115はプロトタイプフィルタであり、図10におけるプロトタイプフィルタ115に相当する。プロトタイプフィルタ115において、131はプロトタイプフィルタ115のフィルタ係数をもつ乗算器、133は2入力加算器、135は1シンボル時間(Mサンプリング時間)遅延させる遅延器である。

【0065】

このように構成された受信装置について動作を説明する。送信側は既知信号としてすべて同じ情報(例えばALL1)を送っていると仮定する。キャリア検出器307は時間軸上で信号の相関(1シンボル前の信号波形との相関)を利用してキャリアを検出するものである。図10において、DCTIV117以外の回路は常時動作させておき、キャリア検出器307においてキャリア検出が行われた場合DCTIV117の動作を開始する。

【0066】

このような構成にすることにより、時間軸上での信号の相関を利用したキャリア検出器を使用した場合でも、キャリア検出から復調動作までの移行期間を削減することができる(例えば、4シンボル長のウェーブレットを使用してDWMC通信を行う場合、キャリア検出処理から受信処理に移行する時間を少なくとも3シンボル分の時間だけ短縮することが可能である)。また、キャリア検出器307で所望信号が検出されるまではDCTIV117は動作しないので、受信装置の消費電力を抑えることができる。

【0067】

(実施の形態7)

図12は、本発明の実施の形態7による受信装置を示すブロック図である。図12において、151は受信信号に対して利得を与えるAGC回路、153はアナログ信号をデジタル信号へ変換するA/D変換器、155はキャリア検出器、157はシンボル同期回路、159はAGC回路151からのゲインレベルとしきい値とを比較してキャリア検出器155およびシンボル同期回路157をON/OFFするレベル判定器である。

【0068】

このように構成された受信装置について、その動作を説明する。

【0069】

まず、所望信号が存在しない場合におけるAGC回路151のゲインは最大ゲインの設定となる。所望信号が存在する場合は、受信信号のレベルに合わせてAGC回路151のゲインを設定する。このため所望信号が存在する場合は、通常AGC回路151のゲインは小さくなっているため、レベル判定器159においてしきい値とAGC回路151のゲインレベルとを比較判定することにより、所望信号が存在する場合のみキャリア検出器155およびシンボル同期回路157を動作させるようにすることができる。

【0070】

このような構成にすることにより、所望信号が存在する場合のみキャリア検出器155およびシンボル同期回路157が動作するようにすることができるので、受信装置の消費電力を抑えることができる。

【0071】

(実施の形態8)

図13は、本発明の実施の形態8による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを示すブロック図である。

【0072】

図13において、17は検波部、801はキャリア検出器、77はシンボル同期回路である。検波部17とキャリア検出部とシンボル同期回路77は前述のものと同じなので説明を略する。なお、キャリア検出器801は基本的には前出のキャリア検出器81と同じであるが、違う点としては計算した各サブキャリアのサブキャリア間位相差を使用してキャリア検出時に利用するしきい値を伝送路に追従して変更する部分である。

【0073】

ここで本発明の実施の形態8による受信装置の動作について説明する。図14に電力線通信における信号の振幅スペクトル例を示す。電力線において分岐があったり、コンセントがオープンになっているとインピーダンスのミスマッチングがおりその部分で反射がおきる。そのため、電力線通信における電力線伝送路の特性は、一般的に劣悪である。図15は受信装置にて受信された信号の振幅スペクトル例を示す図である。図14のように信号を送信したとしても、受信装置では図15のような振幅スペクトルを持つ信号として受信される。通常、キャリア検出のしきい値は図14の振幅スペクトルを持つ信号に対して設計される（具体的には通信に使用されるサブキャリアから求められるサブキャリア間位相差を総数として、例えば総数の70%をしきい値とする）が、図15のように振幅スペクトルが削られると、たとえ削られなかった振幅スペクトル部分のCNR（搬送波電力と雑音電力比）がよくても、しきい値の値によってはキャリア検出がNGとなる場合が出てくる。この問題に対しての対策としては、キャリア検出器801において、受信装置の検波部17から出力される各サブキャリアからサブキャリア間位相差を求め、あるしきい値以下のレベルしかもたないサブキャリア間位相差（複素数）の数（これをBとおく）を計算する。この時、通信に使用するサブキャリアから求められるサブキャリア間位相差数をAとおくと、

通常のしきい値の計算（0.7の場合）

$$\text{しきい値} = A \times 0.7 \quad (\text{数1})$$

伝送路状況を考慮したしきい値の計算（象限を2つの領域に分割した時：実施の形態3の方式）

$$\text{しきい値} = (A - 0.5 \times B) \times 0.7 \quad (\text{数2})$$

（数2）により伝送路状況に合わせた新たなしきい値を作成することにより、キャリア検出精度を向上させることができる。

【0074】

ここでは実施の形態3の方式の場合について説明したが、他の方式においても、伝送路状況に応じてキャリア検出に利用できるサブキャリア間位相差数を変更することにより、キャリア検出精度を同様に向上させることができる。また、ここでは電力線通信を例としたが、他の有線通信方式（例えば電話線や同軸を使った既存配線を利用した通信）においても同様な効果を得ることができる。

【0075】

(実施の形態9)

図16は、本発明の実施の形態9による受信装置を構成する検波部と選択器とキャリア検出器とシンボル同期回路とを示すブロック図である。

【0076】

図16において、17は検波部、500は選択器、81はキャリア検出器、77はシンボル同期回路である。検波部17とキャリア検出部とシンボル同期回路77は前述のものと同じなので説明を略する。

【0077】

ここで本発明の実施の形態9による受信装置の動作について説明する。図14に電力線

通信における信号の振幅スペクトル例を示す。電力線において分岐があったり、コンセントがオープンになっているとインピーダンスのミスマッチングがおこりその部分で反射がおきる。そのため、電力線通信における電力線伝送路の特性は、一般的に劣悪である。電力線通信においては、劣悪な伝送路に加えて他の既存システム（たとえばアマチュア無線や短波放送など）からの干渉が問題となる。実施の形態4に示したキャリア検出81やシンボル同期回路77では検波部17から出力される複素数を使用しているため、他の既存システムからの干渉が存在し且つ干渉レベルが大きいと、演算結果に大きな誤差を含むことになる。このことから、レベルが大きい干渉波が存在するサブキャリアは各演算に含めたくない。対策としては、検波部17から出力される複素数を使って、選択器500で全使用サブキャリアにおける平均レベルを求めて平均レベルよりも例えば12dB以上大きいレベルを持つサブキャリアは信号レベルが大きい干渉波が存在する可能性が高いと考えて除去し、キャリア検出81やシンボル同期回路77で不使用とする。これにより、キャリア検出81やシンボル同期回路77の精度を高めることが可能となる。

【0078】

また上記動作をデータをやり取りしているデータ区間（フレーム内）で行うと、図14に示すように（示されていない！）大きなレベル（例えば平均レベルよりも12dB大きい場合）の狭帯域干渉は判別できるが、受信信号レベルと同程度の狭帯域干渉波は判別が困難である。よって、上記動作をデータのやり取りをしている区間（フレーム内）ではなく、無信号区間（フレームとフレームの間：フレーム間ギャップ）で行えば、狭帯域干渉検出精度が向上し、結果としてキャリア検出やシンボル同期などの検波部出力を使用した処理性能を向上させることができる。図17にフレームが伝送される様子を示す図を示す。図17に示すように効率をあげるために各フレームは詰めて伝送されるが、衝突しないように必ずフレーム間にはギャップが存在する。フレーム間ギャップはキャリア検出フラグが立った位置からさかのぼることにより検出でき、このフレーム間ギャップ区間を用いて上記動作を行うことにより、狭帯域干渉検出精度を向上させることができる。

【0079】

また、ここでは電力線通信を例としたが、他の有線通信方式（例えば電話線や同軸を使った既存配線を利用した通信）においても同様な効果を得ることができる。

【0080】

なお、本実施の形態においては、複素ウェーブレット変換を用いた受信装置にその適用が限定されるものではなく、FFTベースの受信装置にも適用可能であり、以下にその構成を付記する。

【0081】

本発明の実施の形態9におけるFFTを使用した受信装置のブロック図を図18に示す。検波部17に加えてFFT（Fast Fourier Transform）を使用した検波部600を用いる。動作としては、プリアンプル信号部分に関してはほぼ同じである。検波部600では検波部17と違って複素情報を出力するウェーブレット変換器のかわりにFFTを用いて検波を行う。

【0082】

送信装置ではプリアンプル信号を逆ウェーブレット変換器を使用して発生させるが、発生させた信号は単に複数の正弦波の合成波である。そのため、検波部600においてFFTを使用しても検波部17を用いた場合と同様に狭帯域干渉検出が行える。

【0083】

よって検波部600を使用して狭帯域干渉を検出し選択器500で信号処理に使用するサブキャリアを選択することにより、検波部出力を使用した様々な信号処理において性能を向上させることが可能である。図17を使用して具体的な動作について説明する。通常のウェーブレット変換器を使用した検波部17のみでは、ウェーブレットのフィルタ長がシンボル長に対して例えば4倍ある場合はフレーム間ギャップは4倍以上ないと正確な無信号区間での狭帯域干渉検出は行えない。もし4倍よりも小さいフレーム間ギャップでは、フレームの一部が入った状態での狭帯域干渉検出となり、狭帯域干渉検出精度が劣化する。

る。検波部 600 に FFT を使用した場合は、FFT ではフィルタ長とシンボル長は同じであるため、フレーム間ギャップは最低 1 シンボル長あればよい。これによりフィルタ長がシンボル長よりも長い DWMC 伝送方式で、且つ無信号区間を使って狭帯域干渉検出を行う場合でもフレーム間ギャップを小さくできて効率よくフレームを伝送することが可能となる。ここではウェーブレットに関して説明したが、フィルタ長がシンボル長よりも長いシステム (OFDM/OQAM や Filtered OFDM など) についても同様な効果が見込まれる。

【0084】

なお、検波部 17 での信号処理 (具体的には DCT IV の演算において) に FFT を用いることが可能である。よって、検波部 17 と検波部 600 に共通な FFT を用意することで、回路規模を抑えた状態で図 18 のような受信装置のブロック構成を構成することも可能である。

【0085】

(実施の形態 10)

図 19 は、本発明の実施の形態 10 による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器を示すブロック図である。

【0086】

図 19 において、17 と 600 は検波部、81 はキャリア検出器である。検波部 17、検波部 600 とキャリア検出部 81 は前述のものと同一なので説明を略する。

【0087】

ここで本発明の実施の形態 10 による受信装置の動作について説明する。本発明の実施の形態では図 19 に示すように FFT を使用した検波部出力を使ってキャリア検出を行う。フレーム構成は前述した図 17 の内容と同一とする。

【0088】

通常のウェーブレット変換器を用いた検波部 17 を使用してキャリア検出を行う場合は、フィルタ長だけの時間波形を用いてウェーブレット変換した結果を使用してキャリア検出を行うことになる。この場合、キャリア検出に使用する検波部出力には Ramp 処理を施した Ramp 信号のウェーブレット変換結果が含まれてしまう。通常、受信装置では Ramp 信号を使って AGC (Automatic Gain Control) 処理 (具体的には階段状に利得制御される) が行われる。

【0089】

この結果、キャリア検出に使用する検波部出力には非線形処理された信号を使ったウェーブレット変換結果が含まれることになり、キャリア検出精度が劣化する。これを回避するためにはプリアンブル長を十分長くして、AGC が安定した後にキャリア検出を行う必要がある。しかしながら、周波数利用効率が劣化する。この問題を解決するために、キャリア検出には FFT を使用した検波部 600 出力を用いる。FFT を用いて検波することで、シンボルごとにフーリエ変換が行えるので、フレーム先頭で動作する AGC が安定した後にキャリア検出が行えるようになる。

【0090】

このように、FFT を使用した検波出力を用いることにより、検波出力には非線形処理された信号を用いた変換結果が存在しないため、キャリア検出の性能を向上させることができる。

【0091】

ここではウェーブレットに関して説明したが、フィルタ長がシンボル長よりも長いシステム (OFDM/OQAM や Filtered OFDM など) についても同様な効果が見込まれる。

【0092】

なお、検波部 17 での信号処理 (具体的には DCT IV の演算において) に FFT を用いることが可能である。よって、検波部 17 と検波部 600 に共通な FFT を用意することで、回路規模を抑えた状態で図 19 を構成することも可能である。

【0093】

なお、実施の形態1～10においては検波部17のウェーブレット変換器を1個使用した場合について説明したが、2個のウェーブレット変換器の使用でも構成可能である。また、ウェーブレットに関してはコサイン変調フィルタバンクを使用したものについて説明したが、他のウェーブレットあるいはフィルタ長がシンボル長よりも長いシステム（OFDM／OQAMやFiltered OFDMなど）についても同様な効果が見込まれる。

【産業上の利用可能性】

【0094】

本発明にかかる受信装置は、少ない演算量で複素情報を得ることができ、キャリア間位相差の分布を用いて所望信号の有無を検出する周波数領域でのキャリア検出を行うことができるので、周波数領域でのキャリア検出を適用することができ、DWMC伝送方法を適用できると共に簡素な回路構成で狭帯域干渉波の影響を軽減することができるという効果を有し、電力線通信のモデム装置等として有用である。

【図面の簡単な説明】

【0095】

【図1】本発明の実施の形態1による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器とを示すブロック図

【図2】サブキャリアと正弦波周波数との関係を示すグラフ

【図3】(a) 所望信号が存在しない場合の直交座標における受信信号の分布図、(b) 所望信号が存在する場合の直交座標における受信信号の分布図

【図4】本発明の実施の形態2による受信装置を構成するキャリア検出器の位相差分布演算器を示すブロック図

【図5】(a) 位相差分布演算器に入力された複素信号を示す分布図、(b) (a) を $\pi/4$ だけ位相を推移させた時の信号点を示す分布図

【図6】本発明の実施の形態3による受信装置を構成するキャリア検出器の位相差分布演算器を示すブロック図

【図7】(a) 符号判定器で同相信号の符号を判定している分布図、(b) 直交信号の符号を判定している分布図

【図8】本発明の実施の形態4による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを示すブロック図

【図9】本発明の実施の形態5による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを示すブロック図

【図10】本発明の実施の形態6による受信装置を構成する検波部のウェーブレット変換器とキャリア検出器とを示すブロック図

【図11】図10におけるポリフェーズ構成のプロトタイプフィルタを示すブロック図

【図12】本発明の実施の形態7による受信装置を示すブロック図

【図13】本発明の実施の形態8による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器とシンボル同期回路とを示すブロック図

【図14】電力線通信における信号の振幅スペクトル例を示す図

【図15】受信装置にて受信された信号の振幅スペクトル例を示す図

【図16】本発明の実施の形態9による受信装置を構成する検波部と選択器とキャリア検出器とシンボル同期回路とを示すブロック図

【図17】フレームが伝送される様子を示す図

【図18】本発明の実施の形態9におけるFFTを使用した受信装置のブロック図

【図19】本発明の実施の形態10による受信装置を構成する検波部とキャリア検出器を示すブロック図

【図20】従来のキャリア検出／シンボル同期回路を示すブロック図

【図21】(a) 既知信号を使用した従来方法におけるフレームフォーマット例を示

すフォーマット図、(b) ガードインターバルを使用した従来方法におけるシンボル構成例を示すフォーマット図

【図 2 2】 ウェーブレット波形の例を示す波形図

【図 2 3】 D W M C 伝送方法における送信波形の例を示す波形図

【図 2 4】 D W M C 伝送方法における送信スペクトルの例を示すスペクトル図

【図 2 5】 D W M C 伝送方法における送信フレームの構成例を示すフレーム図

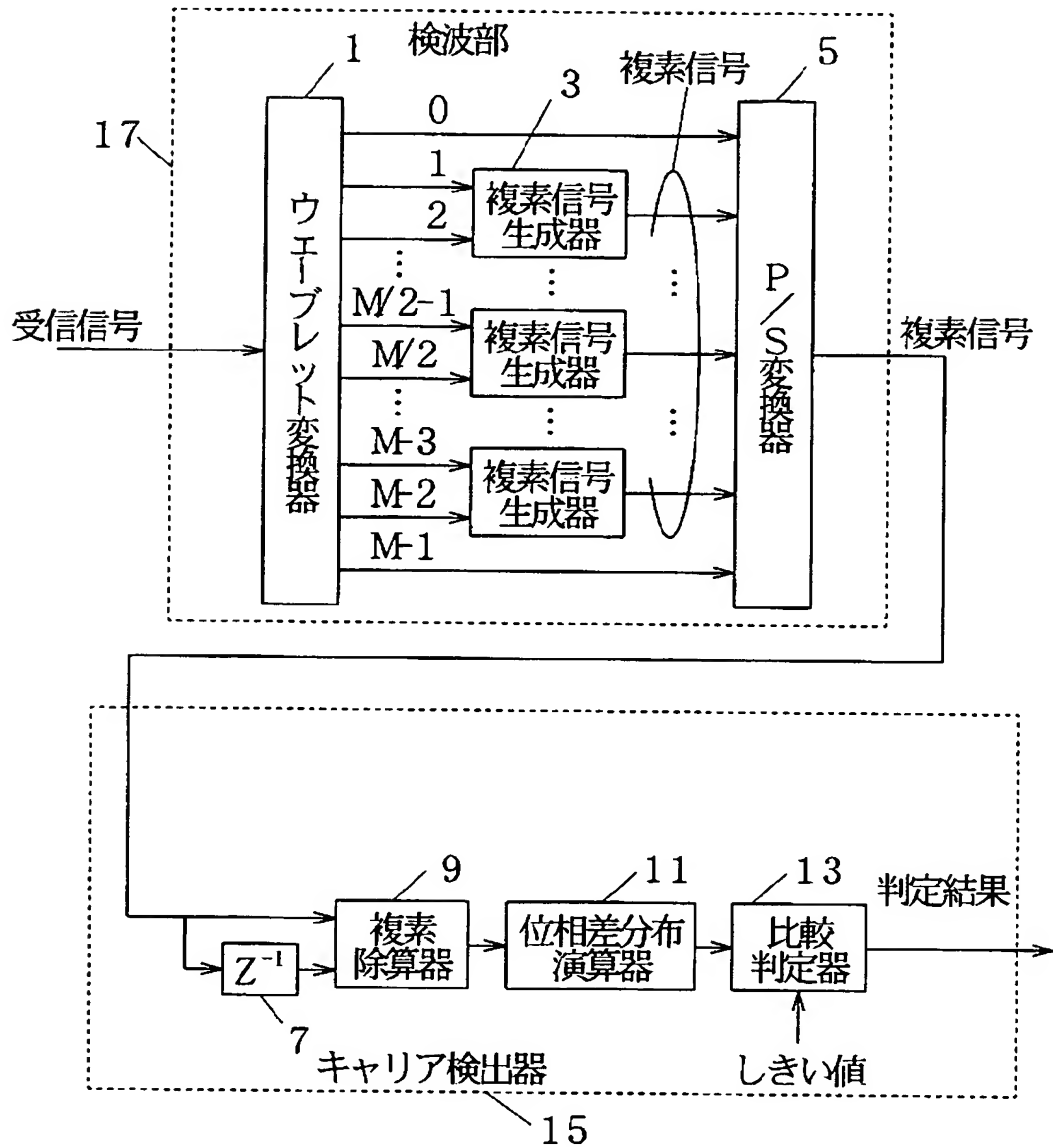
【符号の説明】

【 0 0 9 6 】

- 1 ウェーブレット変換器
- 3 複素信号生成器
- 5 P / S 変換器 (並直列変換器)
- 7、1 3 5、3 0 1 遅延器
- 9 複素除算器
- 1 1、5 3、7 9 位相差分布演算器
- 1 3 比較判定器
- 1 5、8 1、9 9、1 5 5、3 0 7 キャリア検出器
- 1 7 検波部
- 3 1 位相推移器
- 3 3 符号判定器
- 3 5 カウンター
- 3 7 最大値検出器
- 5 1 符号判定器
- 7 1 複素加算器
- 7 3 同期ずれ演算器
- 7 5 同期タイミング推定器
- 7 7、9 7、1 5 7 シンボル同期回路
- 9 1 インデックスバッファ
- 9 3、9 5 選択器
- 1 1 1 1 サンプル時間遅延素子
- 1 1 3 ダウンサンブラ
- 1 1 5 プロトタイプフィルタ
- 1 1 7 離散コサイン変換器
- 1 3 1、3 0 3 乗算器
- 1 3 3 加算器
- 1 5 1 A G C 回路
- 1 5 3 A / D 変換器
- 1 5 9 レベル判定器
- 3 0 5 移動平均回路

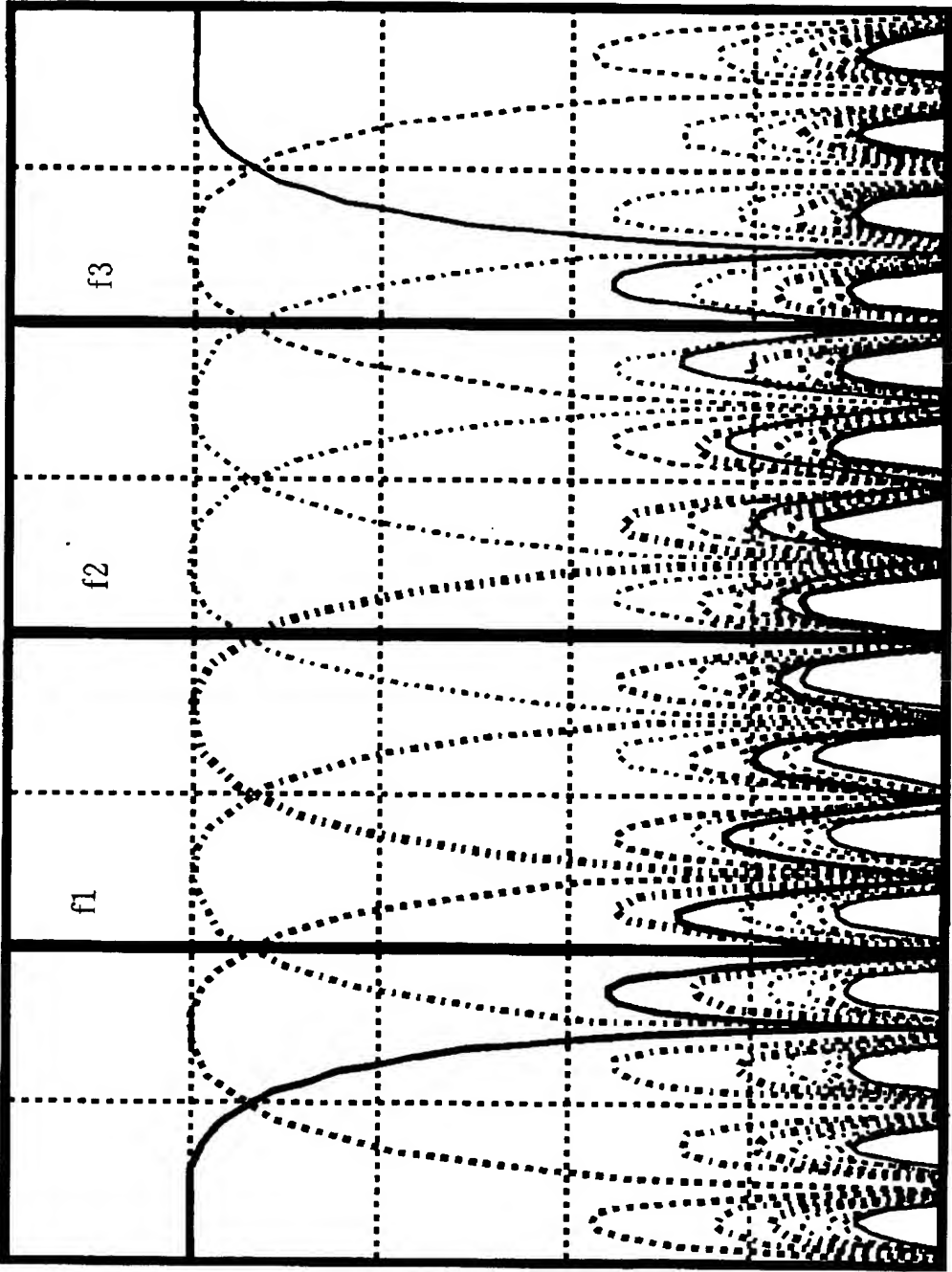
【書類名】 図面

【図 1】



【図 2】

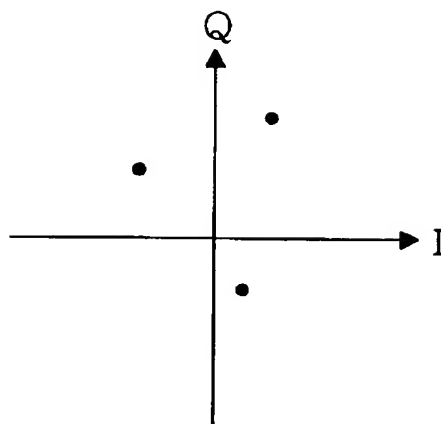
正弦波の周波数



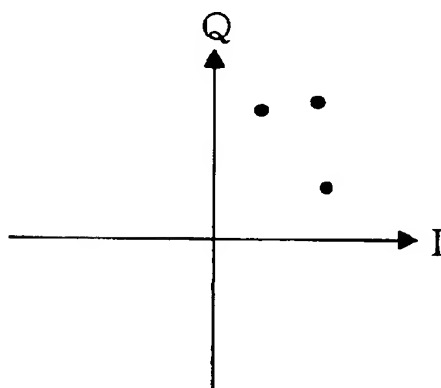
サブキャリア番号は左側から1、2、...、8

【図 3】

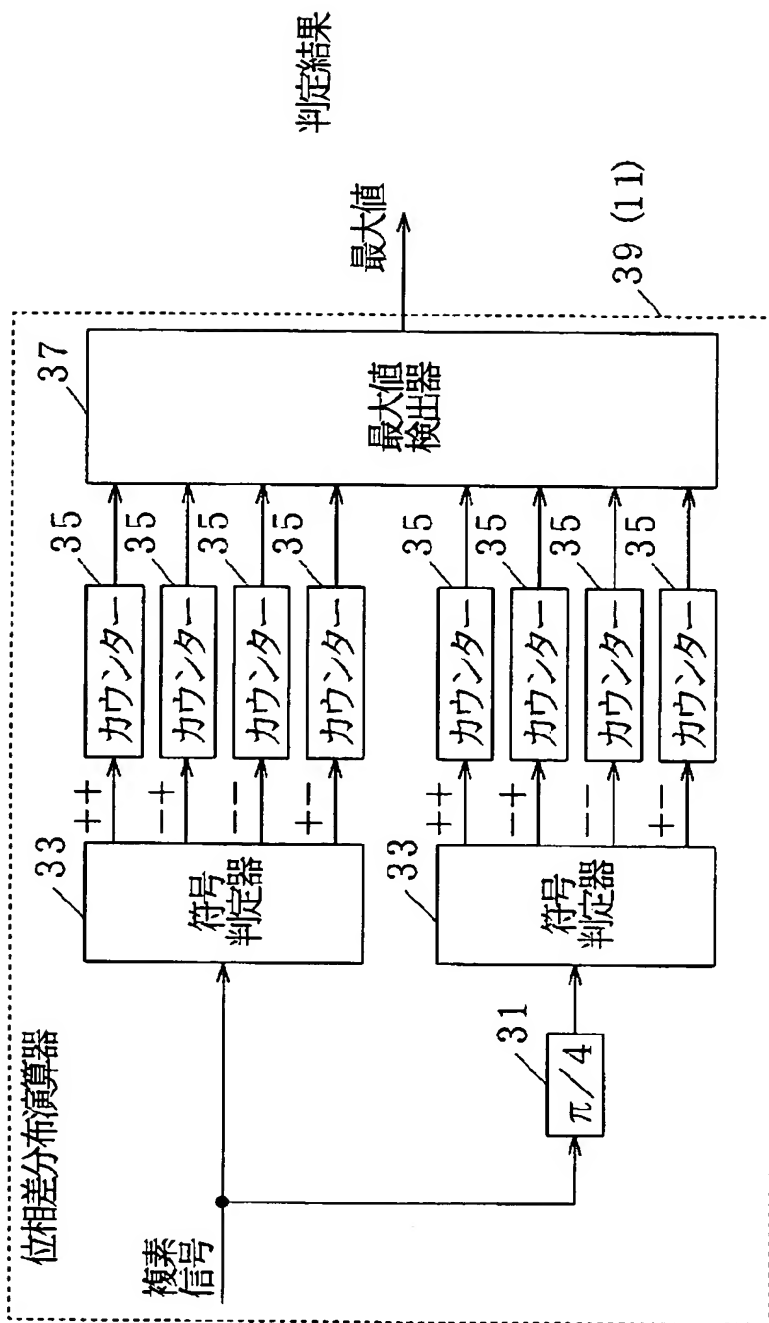
(a)



(b)

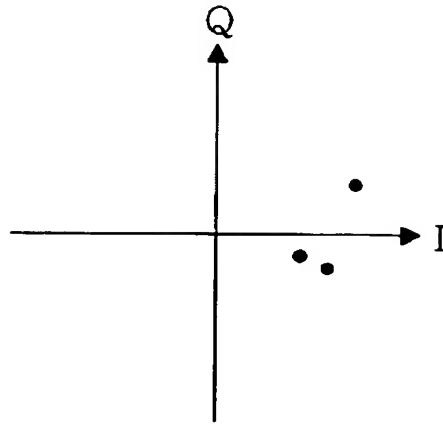


【図 4】

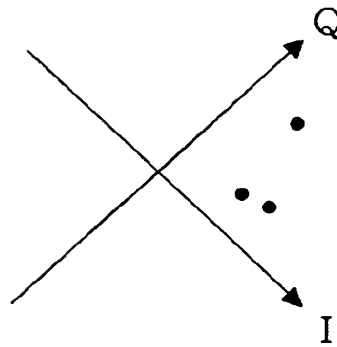


【図 5】

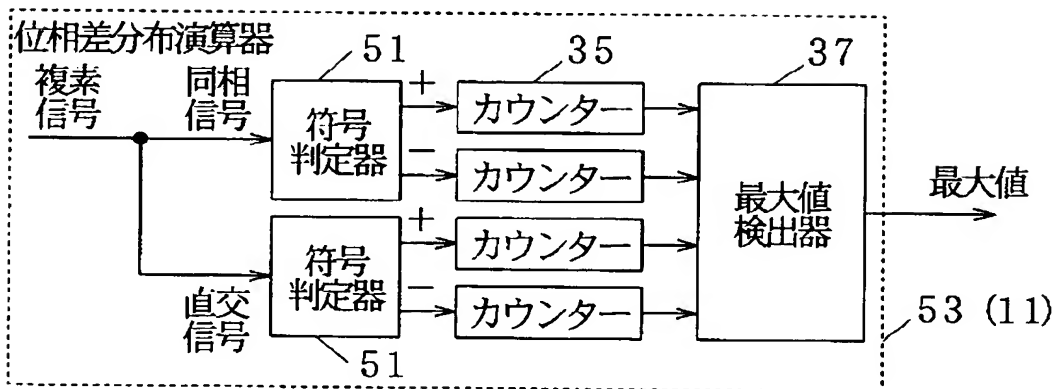
(a)



(b)

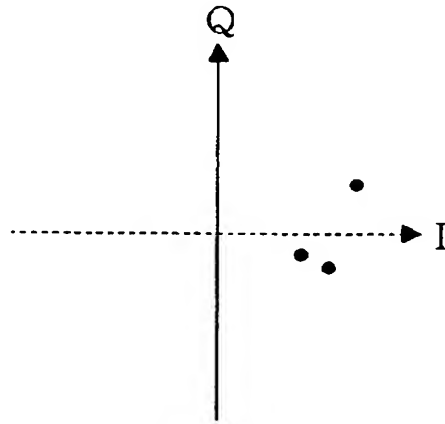


【図 6】

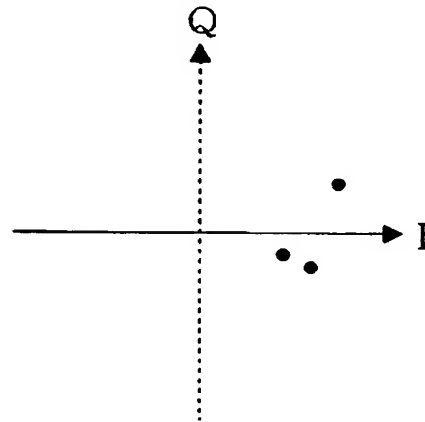


【図 7】

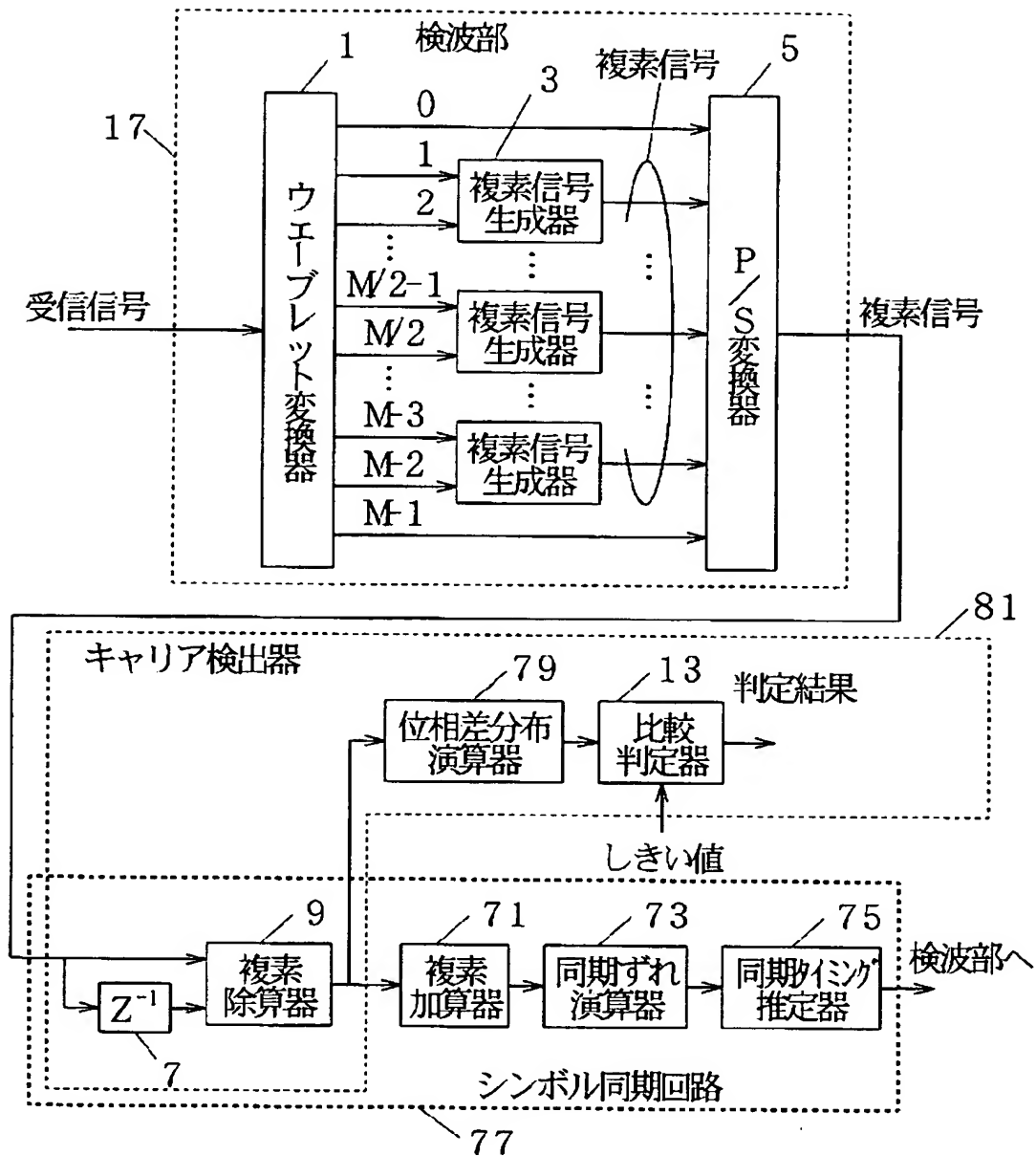
(a)



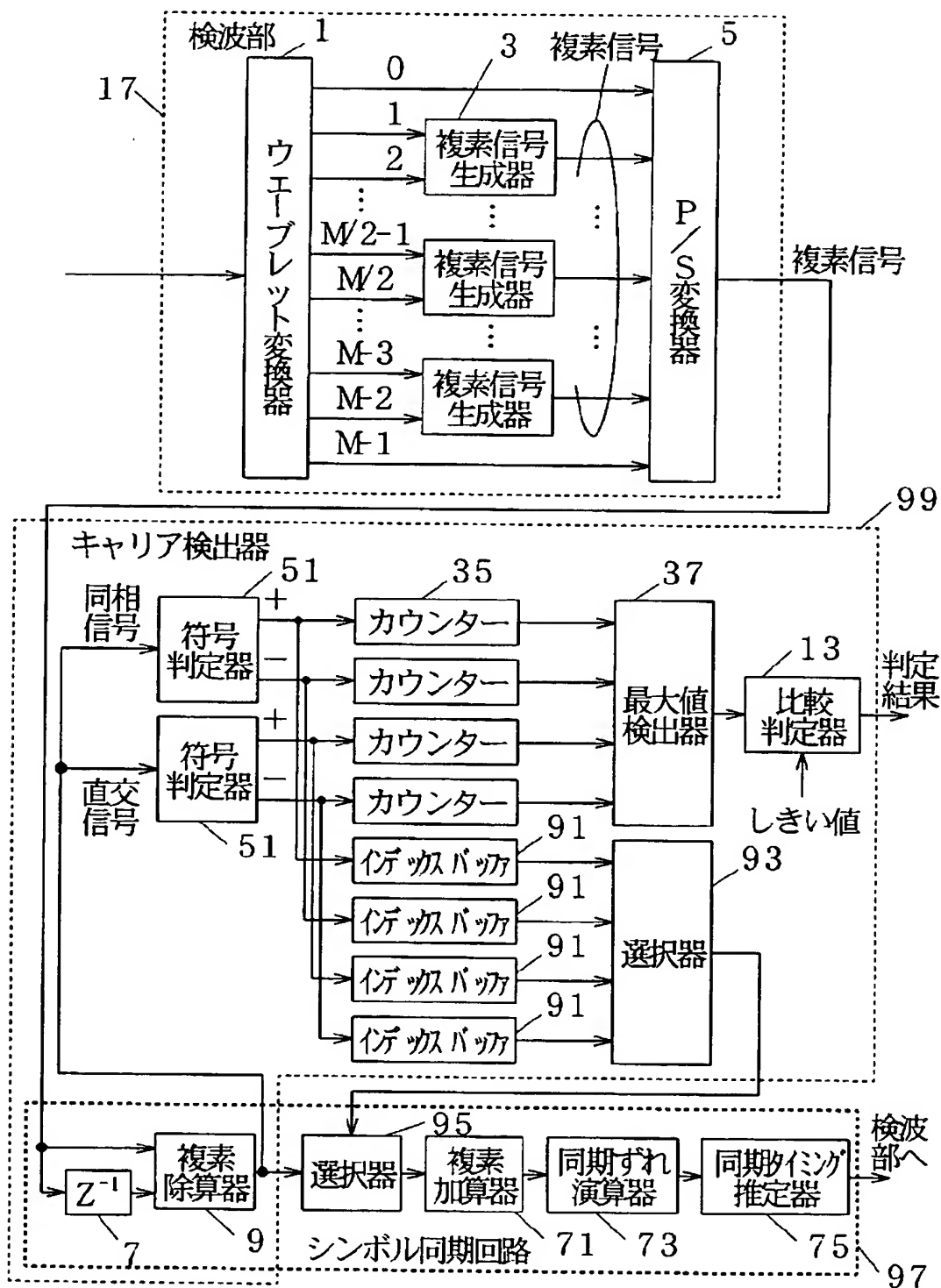
(b)



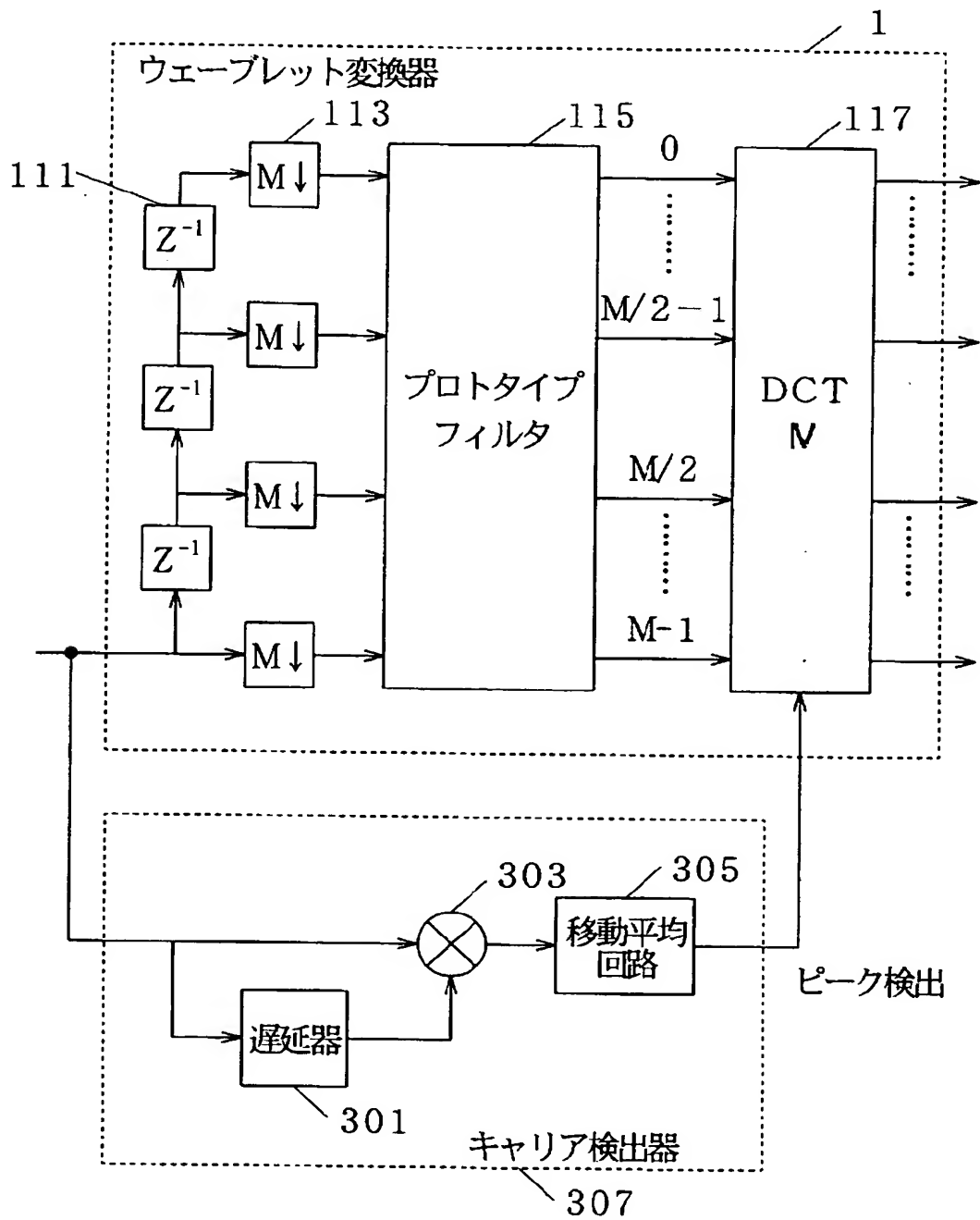
【図 8】



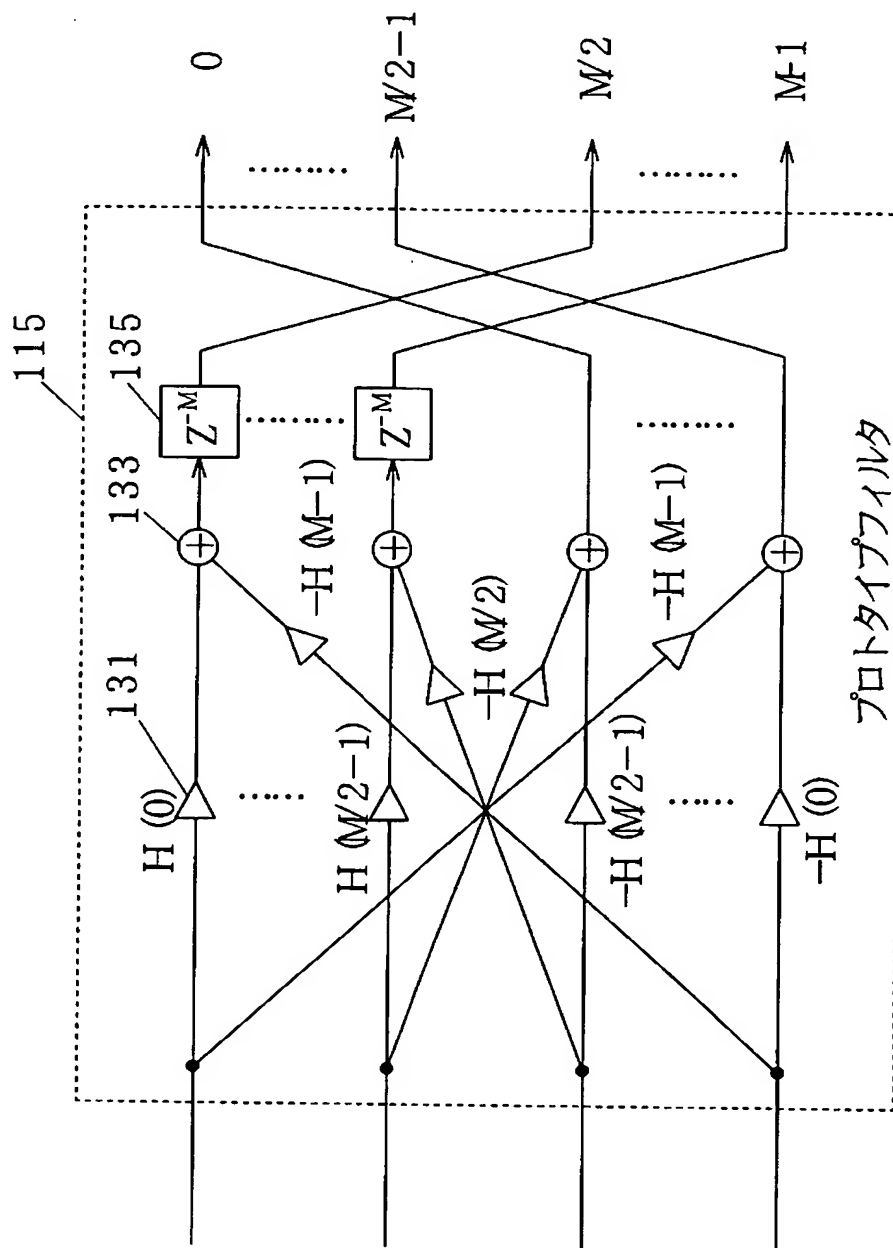
【図 9】



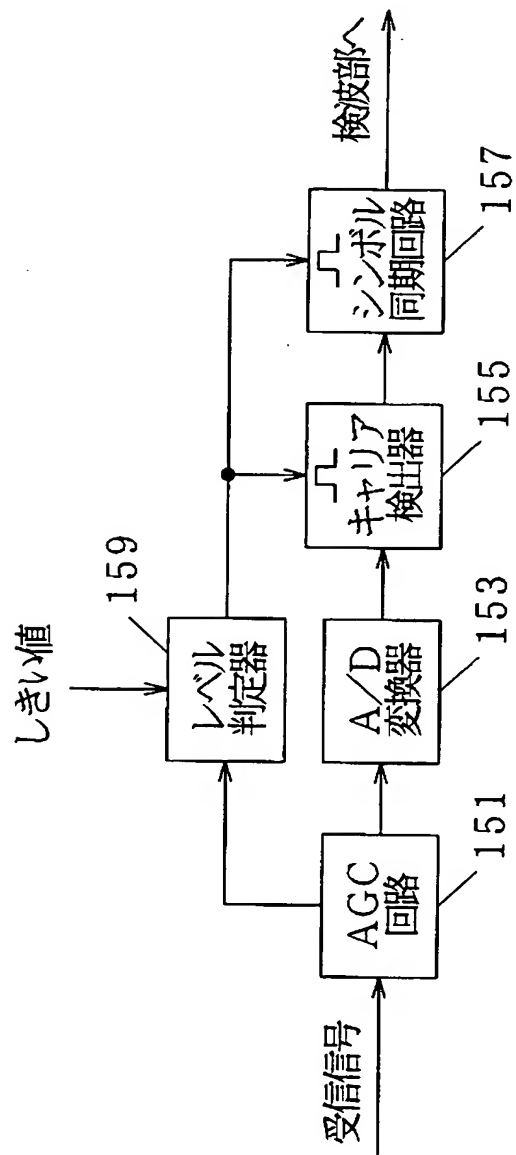
【図10】



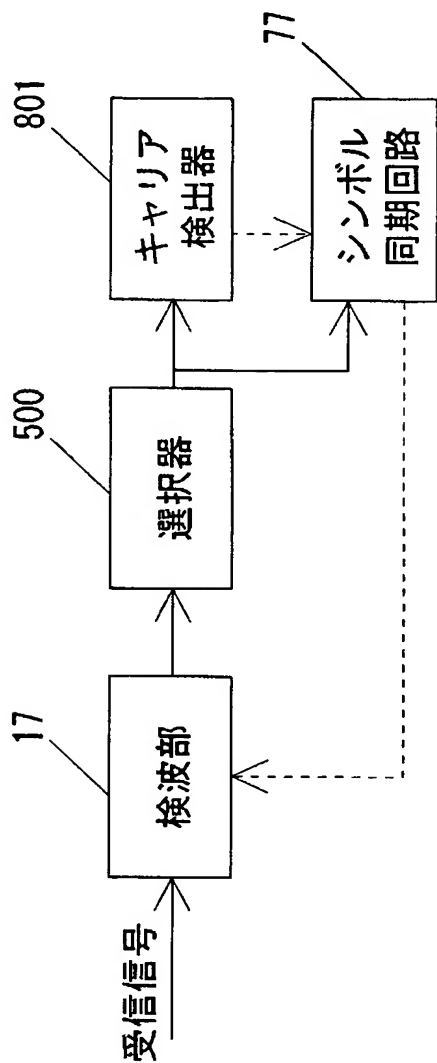
【図 1 1】



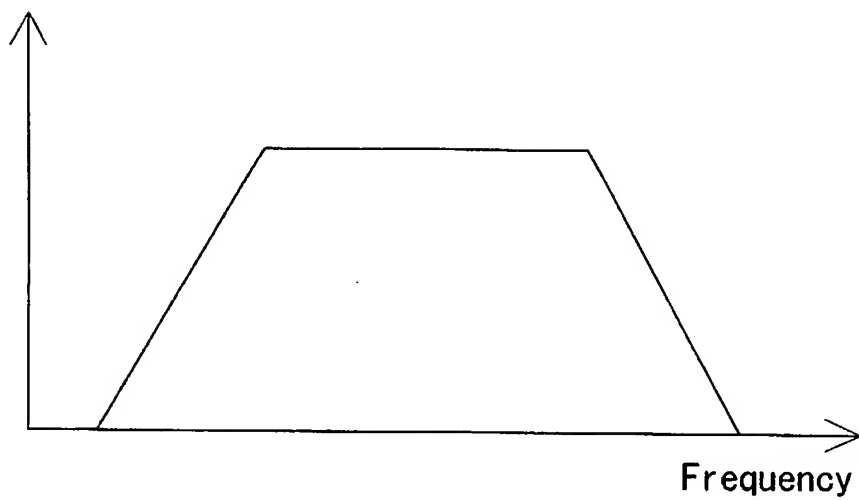
【図 12】



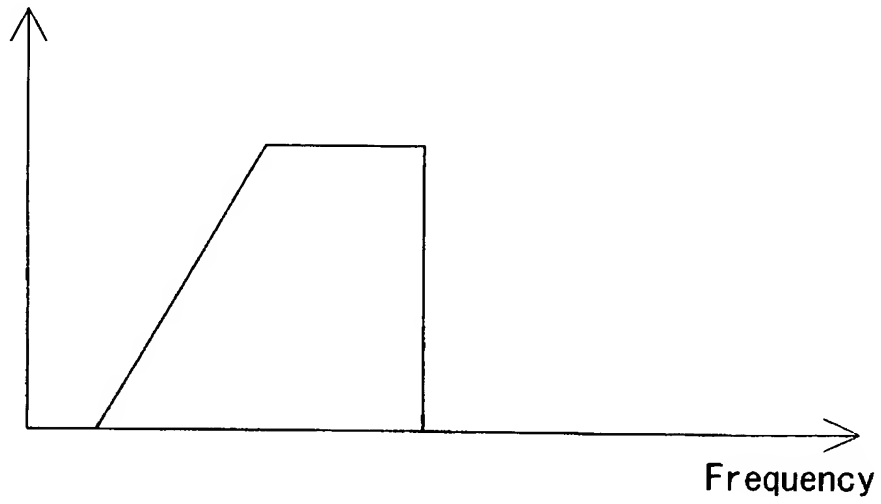
【図 13】



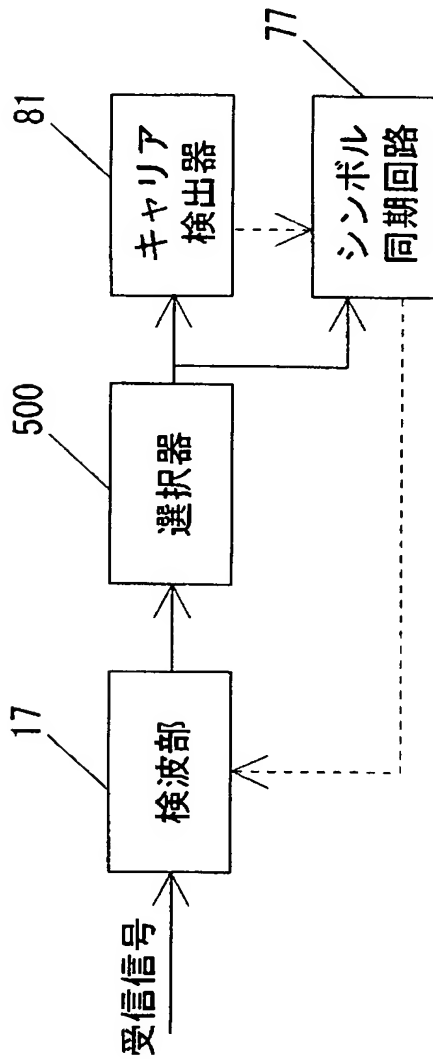
【図 14】



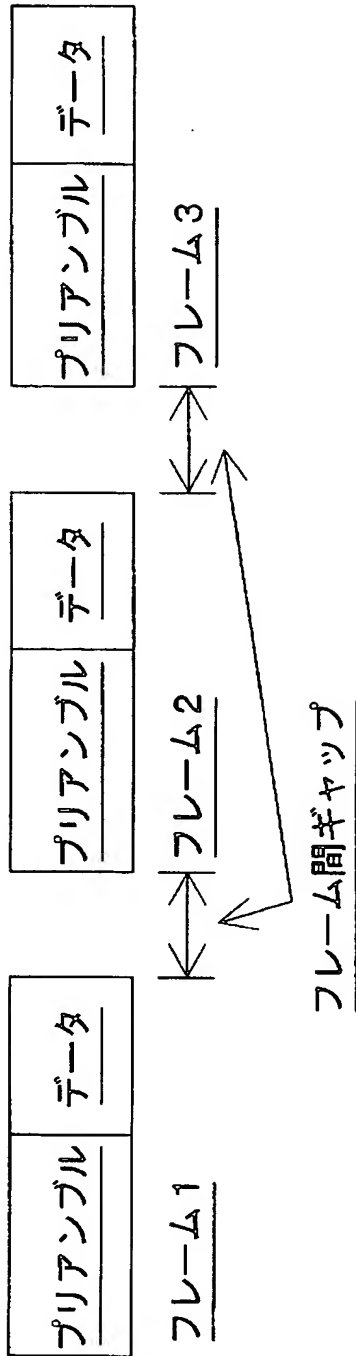
【図 15】



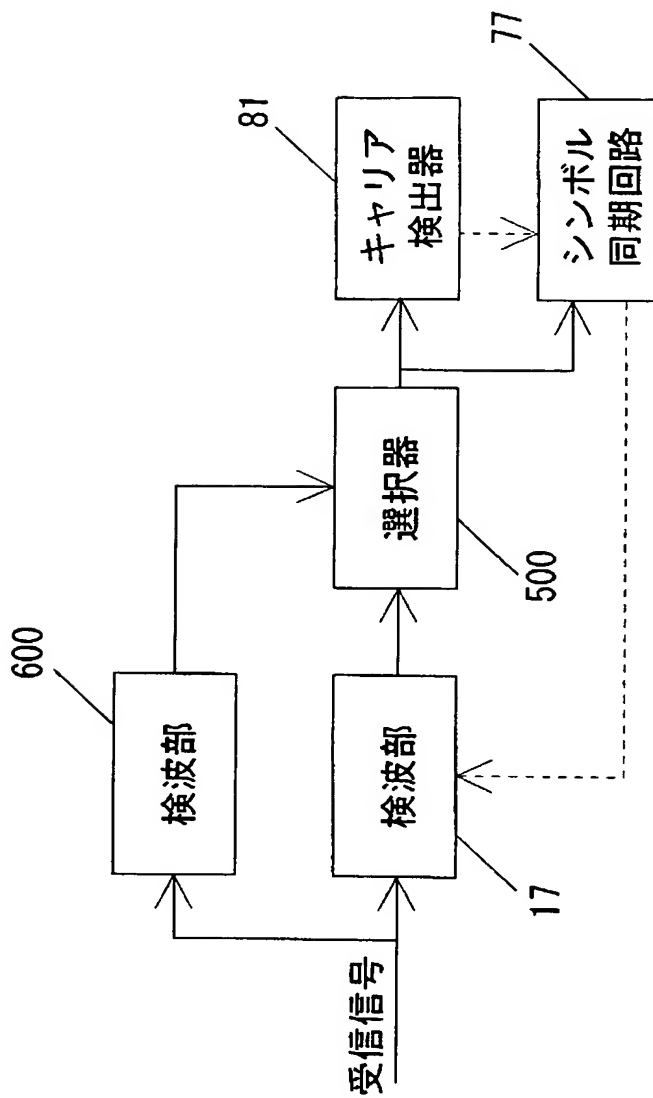
【図 16】



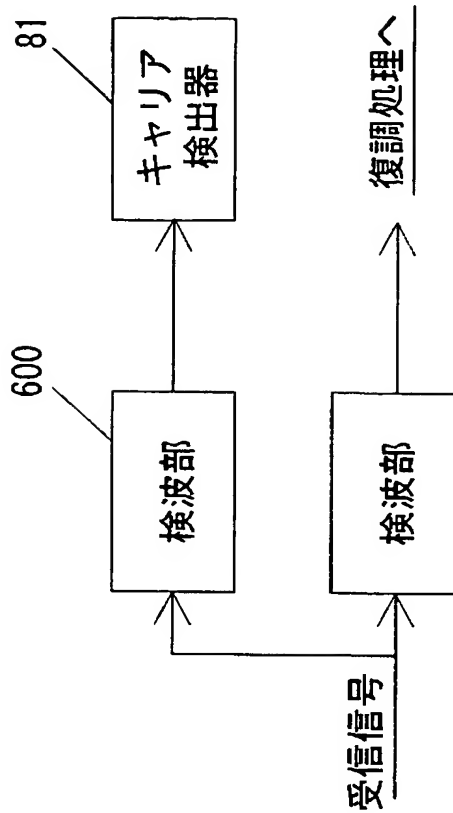
【図 17】



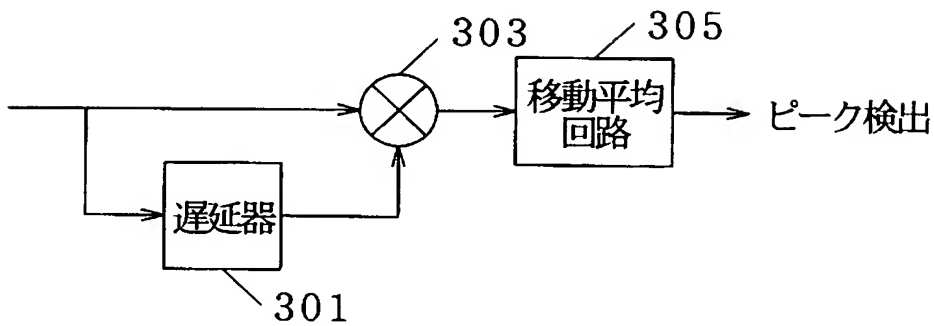
【図 18】



【図 19】



【図 20】



【図 21】

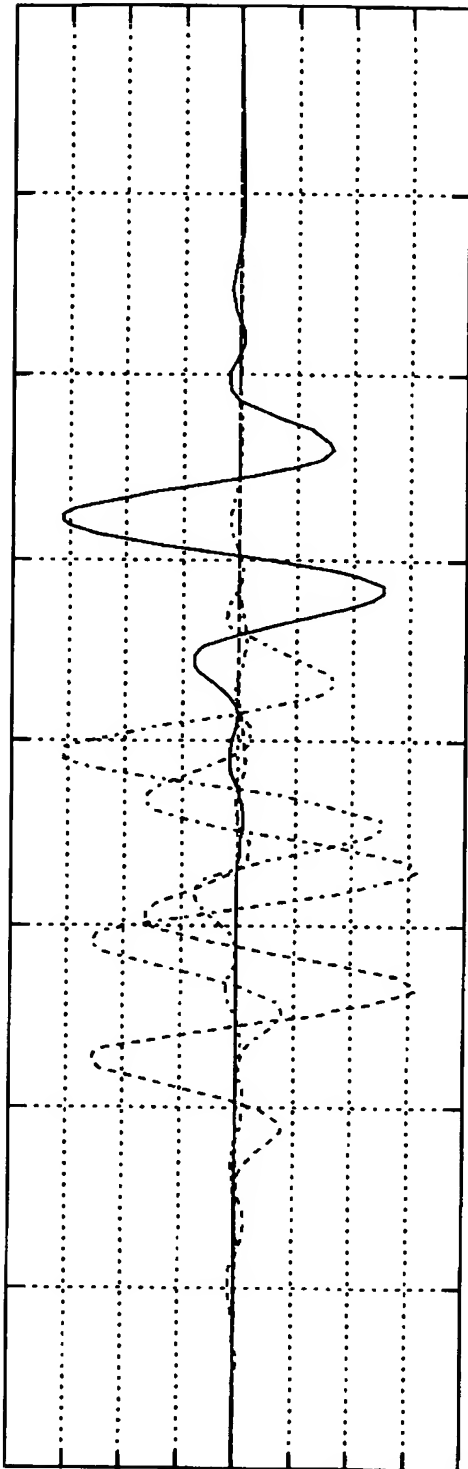
(a)

既知信号	情報
------	----

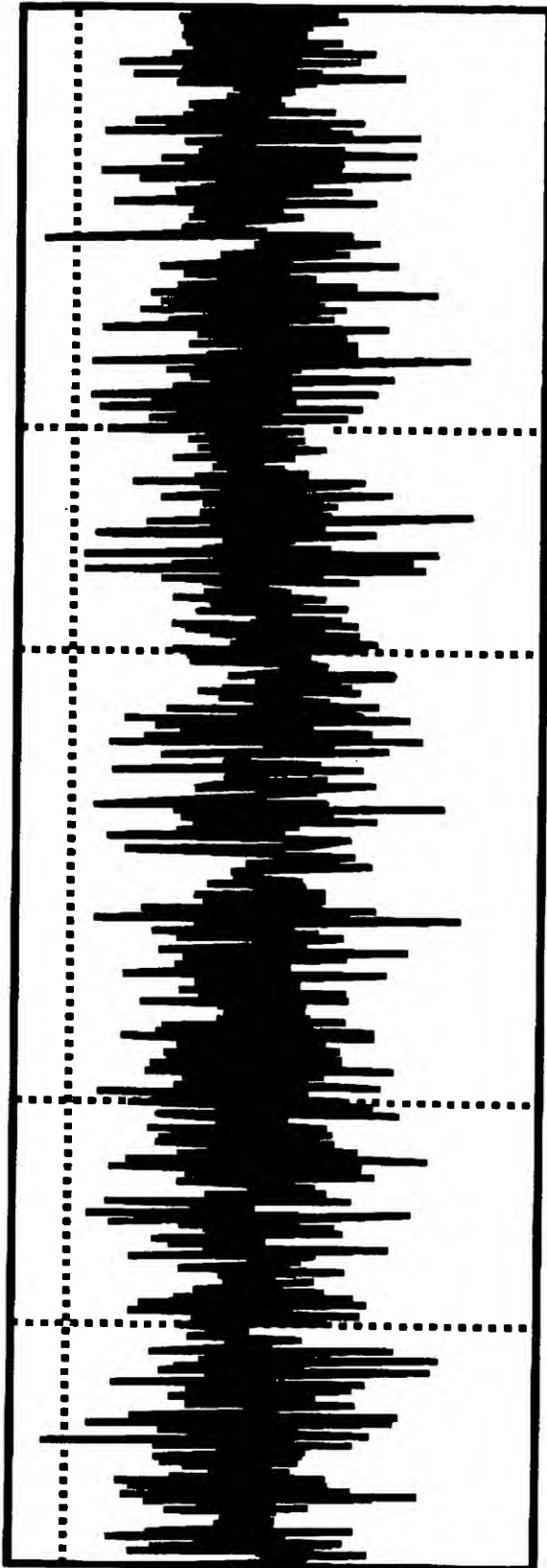
(b)

ガードインターバル	情報
-----------	----

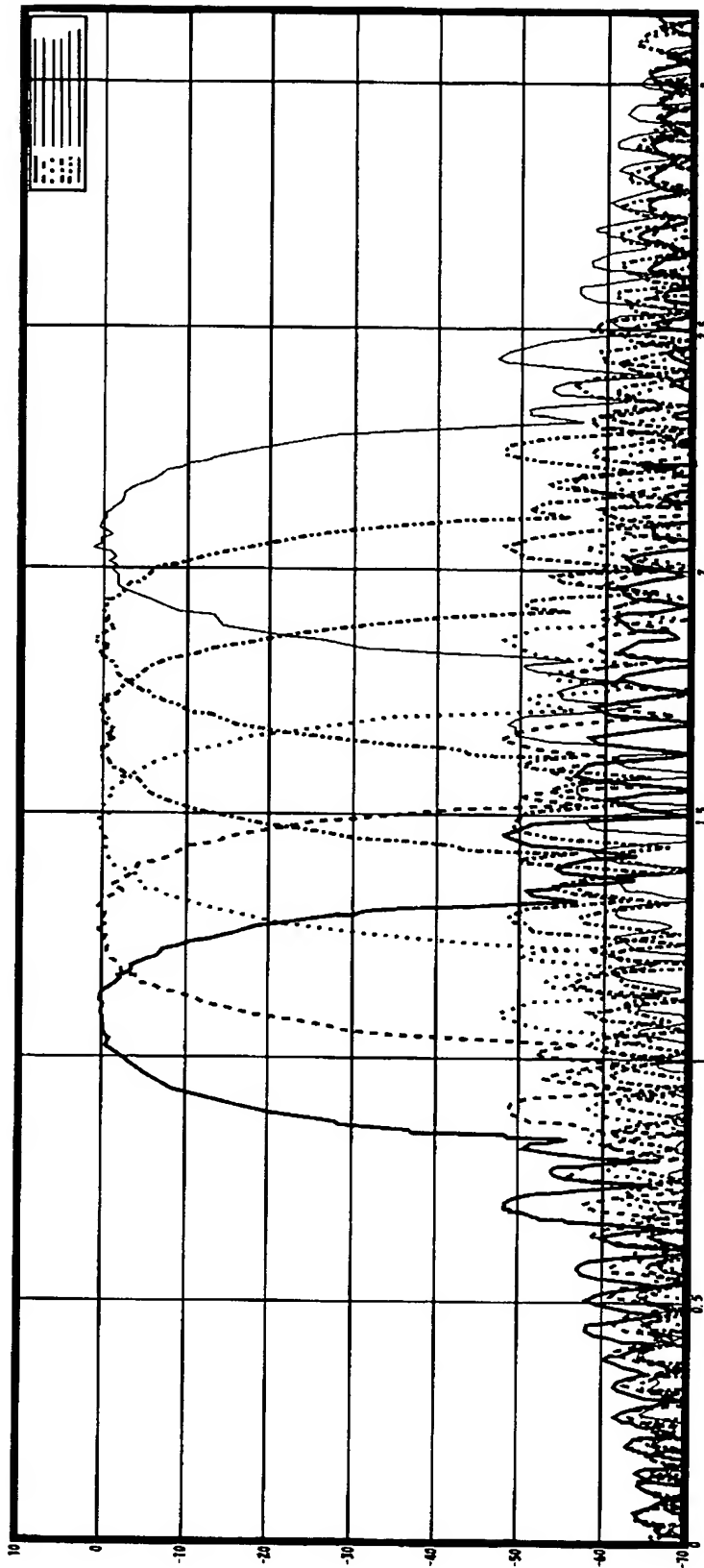
【図 22】



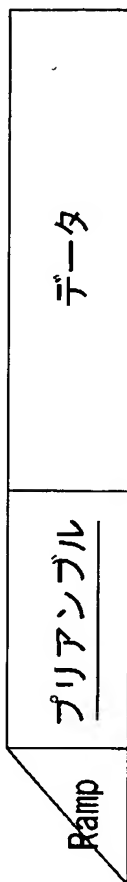
【図 23】



【図 24】



【図 2 5】



【書類名】要約書**【要約】**

【課題】 D W M C 伝送方法に周波数領域でのキャリア検出やシンボル同期を適用することができ、また簡素な回路構成で狭帯域干渉波の影響を軽減することができる受信装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 検波部 1 7 とキャリア検出器 1 5 とを有し D W M C 伝送方法を用いる受信装置であって、検波部は、受信信号をウェーブレット変換するウェーブレット変換器 1 と、ウェーブレット変換器からの同相成分および直交成分から複素信号を生成する複素信号生成器 3 と、並直列変換器 5 とを有し、キャリア検出器は、1 サンプリングの遅延器 7 と、複素サブキャリア間の位相差を求める複素除算器 9 と、直交座標上で各象限における信号点数を求め、求めた信号点数の中から最大値を選択する位相差分布演算器 1 1 と、選択最大値としきい値とを比較し所望信号が受信されているかどうかを判定する比較判定器 1 3 とを有する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 3 4 5 4 0 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名

松下電器産業株式会社